



日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

10/076,407

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2001年 8月28日

出願番号

Application Number:

特願2001-258161

[ST.10/C]:

[JP2001-258161]

出願人

Applicant(s):

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

RECEIVED

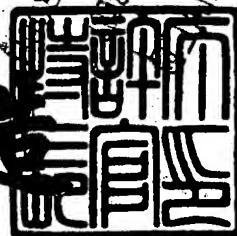
SEP 26 2002

Technology Center 2600

2002年 2月12日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH130221

【提出日】 平成13年 8月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03M

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 阿部 哲士

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 松本 正

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社 エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100066153

【弁理士】

【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【弁理士】

【氏名又は名称】 稲垣 稔

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2001- 43213

【出願日】 平成13年 2月20日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9702599

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 多入力多出力ターボ受信方法及びチャネル推定方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 N 個（N は 2 以上の整数）の送信機からの信号を M 個（M は 2 以上の整数）のアンテナで受信するターボ受信方法であって、

N 個の復号器よりの送信符号化シンボル硬判定出力 $b_n(k)$ ($n = 1, \dots, N$) (k は離散的時刻) と、各アンテナの受信信号 r_m ($m = 1, \dots, M$) と、その受信信号中の既知信号とから、チャネル値 h_{mn} を計算し、

各復号器よりの事後対数尤度比からその事前尤度比を引算し、その引算値 λ_2

$[b_n(k)]$ から軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を求め、

チャネル値 h_{mn} と軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を用いて、n 番号目の送信機の送信信号に対する干渉を $H \cdot B'$ (k) を計算し、

ここで

【数 1】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & \dots & h_{1N}(q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & \dots & h_{MN}(q) \end{bmatrix}$$

$$B'(k) = [b'_1(k+Q-1) \dots b'_N(k) \dots b'_1(k-Q+1)]$$

$$b'(k+q) = [b'_1(k+q) \ b'_2(k+q) \dots b'_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1 \dots Q+1 \quad q \neq 0 \text{ で}$$

$$b'(k) = [b'_1(k) \dots 0 \dots b'_N(k)]^T \quad q = 0 \text{ で}$$

($b'(k)$ の要素のゼロは n 番目)、Q は各送信電波のマルチパスの数、q

$= 1, \dots, Q$, T は転置行列である。

この符号間干渉 $\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k)$ を受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ から差し引き差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ を求め、

ここで $\mathbf{y}(k) = [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \dots \ \mathbf{r}^T(k)]$

$$\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T$$

差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ とチャネル値 \mathbf{H} とを用いて、最小平均 2 乗誤差規範で差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ 内の残余干渉成分を除去する n 番目の送信機よりの受信信号に対する適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を求め、

差分ベクトル $\mathbf{y}'(k)$ を上記適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ によりフィルタ処理して、 n 番目の送信機より送信信号に対する干渉除去された受信信号として対数尤度比を得て対応する復号器へ供給する

ことを特徴とする多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 2】 上記適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を求める際に、受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ 内の雑音成分の期待値として $\sigma^2 \mathbf{I}$ (σ^2 はガウス分布の分散値、 \mathbf{I} は単位行列) を求めて用いることを特徴とする請求項 1 記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 3】 チャネル値 \mathbf{H} を受信信号と参照信号とにより推定してチャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}$ を推定し、上記適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を求める際に、受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ 内の雑音成分の期待値として、上記受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ 、上記推定チャネル行列 $\hat{\mathbf{H}}$ 、を用い、

$$\hat{\mathbf{U}} = \sum_{k=0}^{Tr} (\mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{B}(k)) \cdot (\mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{H}} \cdot \mathbf{B}(k))^H$$

$$\mathbf{B}(k) = [\mathbf{b}^T(k+Q-1) \ \dots \ \mathbf{b}^T(k) \ \dots \ \mathbf{b}^T(k-Q+1)]^T$$

$$\mathbf{b}(k+q) = [b_1(k+q) \ \dots \ b_N(k+q)]^T$$

$$(q = -Q+1 \ \dots \ Q-1)$$

Tr は参照信号の長さ

を計算して上記適用フィルタの計算に用いることを特徴とする請求項 1 記載の多

入力多出力ターボ受信方法。

【請求項4】 上記雑音信号成分の期待値の推定値 \hat{U} 、上記推定チャネル行列 \hat{H} を用いて、上記適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を

$$\mathbf{w}_n(k) = (\hat{H}^H \mathbf{G}(k) \hat{H} + \hat{U})^{-1} \mathbf{h}$$

ここで、

$$\mathbf{G}(k) = \text{diag} [\mathbf{D}(k+Q-1) \cdots \mathbf{D}(k) \cdots \mathbf{D}(k-Q+1)]$$

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(k+q) &= \text{diag} [1 - b_1'^2(k+q), \dots, 1 - b_n'^2(k+q), \dots, 1 - b_1'^2(k+q)] \quad q = Q-1 \cdots -Q+1, q \neq 0, \\ &= \text{diag} [1 - b_1'^2(k+q), \dots, 1, \dots, 1 - b_N'^2(k+q)] \quad q = 0 \end{aligned}$$

【数2】

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \hat{H}_{1,(Q-1) \cdot N+n} \\ \hat{H}_{2,(Q-1) \cdot N+n} \\ \vdots \\ \hat{H}_{M,(Q-1) \cdot N+n} \end{bmatrix}$$

$\hat{H}_{1,(Q-1) \cdot N+n}$ は上記行列 \hat{H} の1行 $(Q-1)N+n$ 列成分により算出することを特徴とする請求項3記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項5】 2回目以後の繰り返し処理において、既知信号と前回の処理で得られた送信符号化シンボル硬判定出力とを参照信号とし、この参照信号と受信信号とを用いて、上記チャネル値 h_{mn} を計算することを特徴とする請求項1乃至4の何れかに記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項6】 前回の処理で得られた送信符号化シンボル硬判定出力中の確からしさが所定値以上のものを参照信号として上記チャネル値 h_{mn} の計算に用いることを特徴とする請求項5記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項7】 上記適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ の計算における逆行列演算を逆行列の補助定理を用いて行うことを特徴とする請求項1乃至6の何れかに記載の多入力多出力ターボ受信方法。

【請求項 8】 受信信号のチャネル（伝送路特性）を、受信信号と参照信号としての既知信号とから推定し、その推定したチャネルを用いて受信信号を処理し、その処理した信号に対し復号処理を行い、同一受信信号に対し上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理とを繰り返し行う受信方法におけるチャネル推定方法において、

復号された硬判定情報シンボルの確からしさを、その軟判定情報シンボルの値から決定し、確からしさが所定値以上の硬判定情報シンボルをも次回のチャネル推定の参照信号に用いることを特徴とするチャネル推定方法。

【請求項 9】 受信ベクトル \mathbf{y} (k) 内の雑音成分の共分散行列として、上記繰り返し毎に、 $\sigma^2 \mathbf{I}$ (σ^2 はガウス分布の分散値、 \mathbf{I} は単位行列) を計算する過程を含むことを特徴とする請求項 8 記載のチャネル推定方法。

【請求項 10】 受信信号ベクトル \mathbf{y} (k) 内の雑音成分の共分散行列 \mathbf{U} を、上記繰り返し毎に、推定されたチャネル行列 \mathbf{H}^{\wedge} と受信信号ベクトル \mathbf{y} (k) を用いて、

$$\mathbf{U}^{\wedge} = \sum_{k=0}^{\text{Tr}} (\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}^{\wedge} \cdot \mathbf{B}(k)) \cdot (\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}^{\wedge} \cdot \mathbf{B}(k))^{\text{H}}$$

$$\mathbf{B}(k) = [\mathbf{b}^{\text{T}}(k+Q-1) \cdots \mathbf{b}^{\text{T}}(k) \cdots \mathbf{b}^{\text{T}}(k-Q+1)]^{\text{T}}$$

$$\mathbf{b}(k+q) = [b_1(k+q) \cdots b_N(k+q)] \quad (q = -Q+1 \cdots Q-1)$$

$b_1(k+q)$ から $b_N(k+q)$ は、上記既知信号及び上記確からしさが所定値以上の硬判定情報シンボルよりなる参照信号、 Tr はその参照信号長であり、を計算する過程を含むことを特徴とする請求項 8 記載のチャネル推定方法。

【請求項 11】 上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理との繰り返しは、上記推定したチャネルにより線形等化フィルタを決定し、その線形等化フィルタにより受信信号を処理し、その処理した信号を復号することの繰り返しであることを特徴とする請求項 8～10 の何れかに記載のチャネル推定方法。

【請求項 12】 上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理との繰り返しは、上記推定したチャネルにより、レーク受信器内で、各シンボルが伝送路

で受けた位相回転を補償するレーク合成処理を行い、そのレーク合成処理された信号をターボデコーダにより復号することの繰り返しである、ことを特徴とする請求項 8～10 の何れかに記載のチャネル推定方法。

【請求項 13】 上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理との繰り返しは、アダプティブアレーアンテナ受信器に対し、上記推定したチャネルによりアンテナ指向特性を決定する重みを設定し、アダプティブアレーアンテナ受信器の出力をターボデコーダにより復号することの繰り返しであることを特徴とする請求項 8～10 の何れかに記載のチャネル推定方法。

【請求項 14】 上記アダプティブアレーアンテナ受信器の出力をレーク受信器内で、各シンボルが伝送路で受けた位相回転を上記推定したチャネルにより補償するレーク合成処理を行い、そのレーク合成処理された信号を上記ターボデコーダへ供給することを特徴とする請求項 13 記載のチャネル推定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、例えば移動通信に適用され、干渉にもとづく波形歪を、ターボ符号技術を応用した繰り返し等化を行うターボ受信方法、特に多入力多出力システム用ターボ受信方法及びチャネル推定方法に関する。

【0002】

【従来の技術】

移動体通信事業の課題は限られた周波数上でいかに高品質で多数のユーザを所有できるシステムを構築するかということにある。このような課題を解決する手段として多入力多出力 (Multi-Input Multi-Output: MIMO) システムがある。このシステム構成は図 6 に示されているように複数の送信機 $S_1 \sim S_N$ から同時刻、同周波数上でシンボル $c_1(i) \sim c_N(i)$ をそれぞれ送信し、これらの送信信号を複数のアンテナ #1～#M を備える MIMO 受信器で受信し、MIMO 受信器は受信信号を処理し、各送信機 $S_1 \sim S_N$ の送信シンボル $c_1(i) \sim c_N(i)$ を推定して出力端子 $Out_1 \sim Out_N$ に別々に出力する。

【0003】

現在までのところMIMOシステムにおけるMIMO受信器の具体的な構成法に関する検討は十分に行われていない。MIMOシステムにおけるMIMO受信器の構成をMLSE（最尤推定）規範に基づいて行えば、送信機の数 N 、各送信機の送信電波がMIMO受信器に到達するマルチパスの数を Q とすれば、MIMO受信器の計算量は $2^{(Q-1)N}$ の桁になってしまい、送信機数 N 、マルチパス数 Q の増加に伴いその計算量は莫大なものとなる。そこでこの発明は計算効率のよいMIMO受信方法を提案するものであるがまずこの発明の元となる既存のシングルユーザ（送信機1台）用のターボ受信器について説明する。

【0004】

シングルユーザ用ターボ受信器

この場合の送信機、受信器の構成例を図7に示す。送信機10では情報系列 $c(i)$ の符号化が符号化器11で行われ、その符号化出力がインタリーブ12でインタリーブ（並べ替え）された後、変調器13で変調搬送波信号を変調し、その変調出力が送信される。この送信信号は伝送路（マルチパスの各チャネル）を通じて受信器20に受信される。受信器20では軟入力軟出力（SISO: Single-Input-Single-Output）等化器21により遅延波の等化が行われる。

【0005】

シングルユーザの場合図6で $N=1$ にあたり、各受信アンテナ $\#m$ ($m=1, 2, \dots, M$) における受信出力は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} h_m(q) \cdot b(k-q+1) + v_m(k) \quad (1)$$

と表すことができる。 m はアンテナインデックス、 h はチャネルパラメタ（伝送路インパルス応答）、 $b(k-q+1)$ はユーザ（送信機1）の送信シンボル、 $v_m(k)$ は受信器20の内部の熱雑音である。そして全てのアンテナ $\#1 \sim \#M$ からの出力を式(2)のベクトルとして表わし、式(3)

$$\mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T \quad (2)$$

$$= \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}(q) \cdot \mathbf{b}(k-q+1) + \mathbf{v}(k) \quad (3)$$

を定義する。ここで、

$$\mathbf{v}(k) = [v_1(k) \ v_2(k) \ \dots \ v_M(k)] \quad (4)$$

$$\mathbf{H}(q) = [h_1(q) \cdots h_M(q)]^T \quad (5)$$

である。また $[\]^T$ は転置行列を表わす。次にマルチパス（チャネル）の数 Q を考慮して以下のベクトルを定義する。

【0006】

$$\mathbf{y}(k) \equiv [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \cdots \ \mathbf{r}^T(k)]^T \quad (6)$$

$$\equiv \mathbf{H} \cdot \mathbf{b}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (7)$$

ここで、

【数3】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & \cdots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & & H(0) & \cdots & H(Q-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

ただし、

$$\mathbf{b}(k-Q) = [b(k+Q-1) \ b(k+Q-2) \ \cdots \ b(k-Q+1)]^T \quad (9)$$

$$\mathbf{n}(k) = [\mathbf{v}^T(k+Q-1) \ \mathbf{v}^T(k+Q-2) \ \cdots \ \mathbf{v}^T(k)]^T \quad (10)$$

である。

上で定義した $\mathbf{r}(k)$ が等化器 21 に入力され、この SISO 等化器 21 は線形等化器であって、フィルタ出力として各符号化ビット $\{b(i)\}$ が +1 である確率と -1 である確率の対数尤度比 Λ_1 (LLR: Log-Likelihood Ratio) が導出される。

【0007】

【数4】

$$\Lambda_1[b(k)] = \log \frac{\Pr[b(k)=+1|\mathbf{y}(k)]}{\Pr[b(k)=-1|\mathbf{y}(k)]} \quad (11)$$

$$\equiv \lambda_1[b(k)] + \lambda_2^0[b(k)] \quad (12)$$

である。ここで $\lambda_1 [b(k)]$ は後続の復号器 24 に送られる外部情報、 $\lambda_2^P [b(k)]$ は等化器 21 に与えられる事前情報である。対数尤度比 $\Lambda_1 [b(k)]$ は事前情報 $\lambda_2 [b(k)]$ が減算器 22 で減算され、更にデインタリーバ 23 を介して SISO チャネル復号器 24 へ供給される。この復号器 24 は対数尤度比 Λ_2 、

【数 5】

$$\Lambda_2[b(i)] = \log \frac{\Pr[b(i)=+1|\lambda_1[b(i)], i=0, \dots, B-1]}{\Pr[b(i)=-1|\lambda_1[b(i)], i=0, \dots, B-1]} \quad (13)$$

B : フレーム長

$$\equiv \lambda_2[b(i)] + \lambda_1^P[b(i)] \quad (14)$$

を算出する。ここで $\lambda_2 [b(i)]$ は繰り返しの際に等化器 21 に $\lambda_2^P [b(k)]$ として与えられる外部情報であり、 $\lambda_1 [b(k)]$ が復号器 24 に事前情報 $\lambda_1^P [b(i)]$ として与えられる。 $\Lambda_2 [b(i)]$ は減算器 25 で $\lambda_1 [b(i)]$ が減算され、インタリーバ 26 を介して等化器 21 及び減算器 22 へ供給される。このようにして繰り返し等化、復号が行われて誤り率の向上が達成される。

【0008】

次に前段の等化器 21 の詳細として受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ に施す線形フィルタの算定について述べる。等化器 21 の事前情報 $\lambda_2^P [b(k)]$ を用いて軟判定シンボル推定値

$$\mathbf{b}'(k) = \tanh [\lambda_2^P [b(k)] / 2] \quad (15)$$

を算出する。そして、この推定値とチャネル値 \mathbf{H} を用いて干渉成分 $\mathbf{H} \cdot \mathbf{b}'(k)$ を再生し、受信信号から引き算する。つまり

$$\mathbf{y}'(k) \equiv \mathbf{y}(k) - \mathbf{H} \cdot \mathbf{b}'(k) \quad (16)$$

$$= \mathbf{H} \cdot (\mathbf{b}(k) - \mathbf{b}'(k)) + \mathbf{n}(k) \quad (17)$$

ここで、

$$\mathbf{b}'(k) = [b'(k+Q-1) \dots 0 \dots b'(k-Q+1)]^T \quad (18)$$

を計算する。次に干渉成分の残りを消す線形フィルタ $\mathbf{w}(k)$ を以下の MMS

E（最小平均2乗誤差）規範で求める。

【0 0 0 9】

$$\mathbf{w}(k) = \arg \min \|\mathbf{w}^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k) - b(k)\|^2 \quad (19)$$

\mathbf{w}^H は共役転置を表わし、 $\|\cdot\|$ はノルムを表わす。

式(19)により最小となる $\mathbf{w}(k)$ を求める。

以下の $\mathbf{w}(k)$ の導出は文献：Daryl Reynolds and Xiaodong Wang, “Low Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels” (<http://ee.tamu.edu/reynolds/>) に記載されている。この手法の主な達成事項として計算量の大幅削減がある。従来のMLSE型ターボの計算量は 2^{Q-1} のオーダーに比例していたのに対し、この手法は Q^3 のオーダーで抑えられている。なお $\mathbf{w}^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k)$ は等化器21の出力であって、これから $\lambda_1 [b(k)]$ が計算されてデインタリーバ23を介して復号器24へ供給され、復号演算が行われる。

【0 0 1 0】

等化器21において等化処理を行うには、式(1)中のチャネルパラメータ（伝送路インパルス応答） h を推定する必要がある。このチャネル推定は、1フレーム内の先頭部に送られて来るユニークワードなどの既知のトレーニング系列の受信信号と、記憶してあるトレーニング系列とを用いて行われている。チャネル推定の精度が悪いと、等化器21での等化処理が正しく行われなない。チャネル推定の精度を高くするには1フレーム内のトレーニング系列の占める割合を大きくすればよいが、そのようにすると本来のデータに対する伝送効率が低下する。従って、1フレーム内のトレーニング系列の占める割合を小さくし、かつチャネル推定精度を向上させることが望まれる。

【0 0 1 1】

このことはMIMO受信機に限らず、レーク（RAKE）受信器やアダプティブアンテナを用いた受信器においても、そのチャネル推定においては同様な問題がある。

【0 0 1 2】

【発明が解決しようとする課題】

上記のターボ受信器は以下の課題を持っている。

- ・シングルユーザ（一台の送信機）のみ対応である。

- ・干渉成分を再生する際にチャネル値（行列 H ）が必要であり、実装の際にはこれを推定する必要がある。

その推定誤差が繰り返し等化の効果を劣化させてしまう。

この発明の目的はこの2点を補うべく以下にこの受信器をマルチユーザ、つまり複数送信機（MIMO）システム用に拡張し、チャネル推定器を受信器の構成として導入した多入力多出力（MIMO）受信方法を提供することにある。

【0013】

またこの発明の他の目的は、受信信号のチャネルを、受信信号と参照信号としての既知信号とから推定し、その推定したチャネルを用いて受信信号を処理し、その処理した信号に対し、復号処理を行い、同一受信信号に対し、上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理とを繰り返し行う受信方法において、比較的短い既知信号によりチャネル推定を精度よく行うことができるチャネル推定方法を提供することにある。

【0014】

【課題を解決するための手段】

この第1発明は N 個（ N は2以上の整数）の送信機からの信号を M 個（ M は2以上の整数）のアンテナで受信するターボ受信方法であって、 N 個の復号器よりの送信符号化シンボル硬判定出力 $b_n(k)$ （ $n=1, \dots, N$ ）（ k は離散的時刻）と、各アンテナの受信信号 r_m （ $m=1, \dots, M$ ）と、その受信信号中の既知信号とから、チャネル値 h_{mn} を計算し、各復号器よりの事後対数尤度比からその事前尤度比を引算し、その引算値 $\lambda_2[b_n(k)]$ から軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を求め、チャネル値 h_{mn} と軟判定送信シンボル $b'_n(k)$ を用いて、 n 番号目の送信機よりの送信信号自身が作る符号間干渉と n 番号目の送信機以外の送信機の送信信号によって作られる干渉成分 $H \cdot B'(k)$ を計算し、ここで

【0015】

【数 6】

$$H = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix}$$

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & \dots & h_{1N}(q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & \dots & h_{MN}(q) \end{bmatrix}$$

$$B'(k) = [b'(k+Q-1) \dots b'(k) \dots b'(k-Q+1)]^T$$

$$b'(k+q) = [b'_1(k+q) \ b'_2(k+q) \dots b'_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1, \dots, -Q+1 \quad q \neq 0 \text{ で}$$

$$b'(k) = [b'_1(k) \dots 0 \dots b'_N(k)]^T \quad q = 0 \text{ で}$$

($b'(k)$ の要素のゼロは n 番目)、 Q は各送信電波のマルチパスの数、 $q = 1, \dots, Q$ 、 $[\]^T$ は転置行列である。

【0 0 1 6】

この符号間干渉 $H \cdot B'(k)$ を受信ベクトル $y(k)$ から差し引き差分ベクトル $y'(k)$ を求め、

$$\text{ここで } y(k) = [r^T(k+Q-1) \ r^T(k+Q-2) \dots r^T(k)]$$

$$r(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \dots r_M(k)]^T$$

差分ベクトル $y'(k)$ とチャネル値 H とを用いて最小平均 2 乗誤差規範で差分ベクトル $y'(k)$ 内の残余干渉成分を除去する n 番目の送信機よりの受信信号に対する適応フィルタ $w_n(k)$ を求め、差分ベクトル $y'(k)$ を上記適応フィルタ $w_n(k)$ によりフィルタ処理して、 n 番目の送信機より送信信号に対する干渉除去された受信信号として対数尤度比を得て対応する復号器へ供給する。

【 0 0 1 7 】

この第2発明によれば受信信号のチャネルを受信信号と参照信号としての既知信号とから推定し、その推定したチャネルを用いて受信信号を処理し、その処理した信号に対し復号処理を行い、同一受信信号に対し、上記推定したチャネルを利用した処理と復号処理とを繰り返し行う受信方法におけるチャネル推定において、復号された硬判定情報シンボルの確からしさを、その軟判定情報シンボルの値から決定し、その確からしさが所定値以上の硬判定情報シンボルをも次のチャネル推定の参照信号に用いる。

【 0 0 1 8 】

【発明の実施の形態】

ターボ受信方法

図1にこの発明が適用されるMIMOシステムの構成例を示す。

送信側において各N個の送信機 $S_1 \dots S_N$ において

情報系列 $c_1(i) \dots c_N(i)$ がそれぞれ符号器 $11-1, \dots, 11-N$ で符号化され、これら符号出力はインタリーバ $12-1, \dots, 12-N$ を通じて変調器 $13-1, \dots, 13-N$ に変調信号として供給され、これら変調信号により搬送波信号が変調されて信号 $b_1(k), \dots, b_N(k)$ として送信される。伝送路(チャネル)を通じて多入力多出力(MIMO)受信器に受信された受信信号 $r(k)$ はMIMO用線形等化器31に入力され、この等化器31からN個の対数尤度比 $\Lambda_1[b_1(k)], \dots, \Lambda_1[b_N(k)]$ が出力される。 $\Lambda_1[b_1(k)], \dots, \Lambda_1[b_N(k)]$ はそれぞれ事前情報 $\lambda_1[b_1(k)], \dots, \lambda_1[b_N(k)]$ が減算器 $22-1, \dots, 22-N$ でそれぞれ減算され、デインタリーバ $23-1, \dots, 23-N$ を通じて軟入力軟出力(SISO)復号器(チャネル復号器) $24-1, \dots, 24-N$ にそれぞれ入力されて復号され、複合器 $24-1, \dots, 24-N$ から復号情報系列 $c'_1(i), \dots, c'_N(i)$ が出力されると共に対数尤度比 $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$ がそれぞれ出力される。 $\Lambda_2[b_1(i)], \dots, \Lambda_2[b_N(i)]$ は減算器 $25-1, \dots, 25-N$ により $\lambda_1[b_1(i)], \dots, \lambda_1[b_N(i)]$ がそれぞれ減算され、更に、インタリーバ $26-1, \dots, 26-N$ をそれぞれ

通じて $\lambda_2 [b_1(k)], \dots, \lambda_2 [b_N(k)]$ として MIMO 用線形等化器 3 1 及び減算器 2 2 - 1, $\dots, 2 2 - N$ にそれぞれ供給される。

【0 0 1 9】

マルチユーザ（複数送信機）からの受信信号 $r_m(k)$ は、

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N h_{mn}(q) \cdot b_n(k-q+1) + v_m(k) \quad (20)$$

と複数ユーザ分足し合わせたものとなる。そしてシングルユーザの場合と同じ手順でベクトル $\mathbf{y}(k)$ を定義すると、

$$\mathbf{y}(k) \equiv [\mathbf{r}^T(k+Q-1) \ \mathbf{r}^T(k+Q-2) \ \dots \ \mathbf{r}^T(k)]^T \quad (21)$$

$$= \mathbf{H} \cdot \mathbf{B}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (22)$$

ここで、

【数 7】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H(0) & \dots & H(Q-1) & 0 \\ & \ddots & & \ddots \\ 0 & H(0) & \dots & H(Q-1) \end{bmatrix} \quad (23)$$

【0 0 2 0】

ただし、

【数 8】

$$H(q) = \begin{bmatrix} h_{11}(q) & \dots & h_{1N}(q) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(q) & \dots & h_{MN}(q) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{B}(k) = [\mathbf{b}^T(k+Q-1) \ \dots \ \mathbf{b}^T(k) \ \dots \ \mathbf{b}^T(k-Q+1)]^T \quad (25)$$

$$\mathbf{b}(k+q) = [b_1(k+q) \ b_2(k+q) \ \dots \ b_N(k+q)]^T$$

$$q = Q-1, Q-2, \dots, -Q+1 \quad (26)$$

となる。

【0021】

次に干渉除去ステップにおいて、今第 n 番目のユーザ（送信機）からの信号が所望であると仮定する。今回は全ユーザ（送信機）よりの信号の軟判定シンボル推定値とチャネル値（伝送路インパルス応答値行列） \mathbf{H} を用いて、第 n 番目以外のユーザの信号と第 n 番目のユーザの信号自身が作る干渉を再生して以下のよ
うに $\mathbf{y}(k)$ から引き算してやる。

【0022】

$$\mathbf{y}'(k) \equiv \mathbf{y}(k) - \mathbf{H} \cdot \mathbf{B}'(k) \quad (27)$$

$$= \mathbf{H} \cdot (\mathbf{B}(k) - \mathbf{B}'(k)) + \mathbf{n}(k) \quad (28)$$

ここで、

$$\mathbf{B}'(k) = [\mathbf{b}'(k+Q-1) \cdots \mathbf{b}'(k) \cdots \mathbf{b}'(k-Q+1)]^T \quad (29)$$

そして、

$$\mathbf{b}'(k-q) = [\mathbf{b}'_1(k+q) \mathbf{b}'_2(k+q) \cdots \mathbf{b}'_N(k+q)]^T \quad q=Q-1, \dots, -Q+1, q \neq 0 \quad (30)$$

$$\mathbf{b}'(k) = [\mathbf{b}'_1(k) \cdots 0 \cdots \mathbf{b}'_N(k)]^T \quad q=0 \quad (31)$$

$\mathbf{b}'(k)$ の要素中の0は n 番目である。

$\mathbf{b}'_n(k)$ は式(15)と同様に $\mathbf{b}'_n(k) = \tanh[\lambda_2 [\mathbf{b}_n(k)]/2]$ を計算して求めた軟判定送信シンボル推定値である。

【0023】

次に干渉成分の残り、つまり第 n 番目自身の信号が作る干渉成分を消す第 n 番目のユーザ用のフィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を以下の式(32)を最小とする $\mathbf{w}(k)$ をMMSE（最小平均2乗誤差）規範で求める。

$$\mathbf{w}_n(k) = \arg \min \|\mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k) - \mathbf{b}_n(k)\|^2 \quad (32)$$

以下の操作はシングルユーザの場合と同一である。つまり求めた $\mathbf{w}_n(k)$ を用いて $\mathbf{w}_n^H(k) \cdot \mathbf{y}'(k)$ を計算し、その計算結果をデインタリバ23-nを介して $\lambda_1 [\mathbf{b}_n(i)]$ として、復号器24-nに入力して復号演算が行われる。

【 0 0 2 4 】

以上ユーザ 1 から N まで以上の方法でフィルタ（線形等化）処理を求めていく。その結果等化器 3 1 の出力数は N となり、各々の復号器 2 4 - 1, ..., 2 4 - N により復号できる。以上がシングルユーザ用ターボ受信器のマルチユーザ（MIMO）用への拡張である。

次にチャネル値推定部 2 8 について述べる。チャネル（伝送路インパルス応答）推定はアンテナ毎に受信信号

$$r_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N h_{mn}(q) \cdot b_n(k-q) + v_m(k) \quad (33)$$

内の $h_{mn}(q)$ の値とノイズ $v_m(k)$ の平均電力（ $\equiv \sigma^2$ ）を求めることである。通常送信側は図 2 A に示すように受信器で既知のユニークワードを各送信フレームの始めに挿入し、受信器はそのユニークワード（既知信号）をトレーニング系列として RLS（再帰的最小 2 乗法）などを用いてチャネル値を推定していく。各チャネル復号器 2 4 - 1, ..., 2 4 - N から、その対数尤度比 $\Lambda_2 [b_1(i)], \dots, \Lambda_2 [b_N(i)]$ のそれぞれについて、正であれば +1 を負であれば -1 をそれぞれ復号変調信号（送信符号化シンボル硬判定出力） $b_1^{\wedge}(i), \dots, b_N^{\wedge}(i)$ として出力し、これら $b_1^{\wedge}(i), \dots, b_N^{\wedge}(i)$ はインタリーバ 2 7 - 1, ..., 2 7 - N を通じて繰り返しチャネル推定器 2 8 に入力される。チャネル推定器 2 8 には受信信号 $r(k)$ が入力されると共にユニークワード記憶部 2 9 からユニークワードが参照信号として入力される。チャネル推定器 2 8 はこれら入力された信号に基づき、式 (33) の各 $h_{mn}(q)$ と σ^2 の各値を最小 2 乗法により推定する。この推定は伝送路のインパルス応答を推定して受信信号を適応フィルタにより適応的に等化する場合のインパルス応答の推定と同様の手法で行うことができる。

【 0 0 2 5 】

このようにトレーニング系列を用いるのは通常用いられる手法であるが、正味の伝送速度を上げるには 1 フレーム内のユニークワードの占める割合を小さくする必要があり、そうすればチャネル推定の誤差は増大する。そしてその誤差が上記の繰り返し等化の特性を劣化させてしまう。そこでチャネルの繰り返し推定を

次のようにするとよい。

その概念を図 2 B に示す。これは同一受信信号の繰り返し等化処理の各段階でチャンネルも繰り返し推定していこうというものである。つまり 1 回目においてはユニークワードの後の情報シンボル系列に対しては、ユニークワードのみを参照信号として用いてチャンネル値を推定し、そのチャンネル推定値を用いて等化し送信シンボルを推定するが、2 回目以降の等化処理の前に、そのユニークワードを参照信号として用いてチャンネル推定を行い、前回の復号処理で得られたシンボル推定値（硬判定値）も参照信号として用いてフレーム内全体でチャンネル推定を行う。この場合、全ての硬判定値を用いるのではなく、確からしいと判断された硬判定値のみを参照信号として用いるとよい。硬判定は復号器 2 4 - n からの対数尤度比 $\Lambda_2 [b_n(i)]$ を用いてこれが正なら +1、負なら -1 とすることによって行われる。その際その対数尤度比 $\Lambda_2 [b_n(i)]$ の絶対値が大きいほどその硬判定値は確からしいと言える（例えば、対数尤度 0.3 を 1 と判定した時の 1 よりも、対数尤度 5 を 1 と判定したときの 1の方が確からしい）。そこで以下にしきい値を用いて確からしい硬判定値 $b_n(i)$ を選定し、それを用いて繰り返しチャンネル推定を行う方法を説明する。

【 0 0 2 6 】

まず対数尤度比を用いて、シンボルの軟判定値を、

$$b'_n(i) = \tan h [\Lambda_2 [b_n(i)] / 2]$$

として求める。この操作は対数尤度値を 1 に規格化し絶対値が 1 を超えることはないようにするためである。次に予めしきい値（0 と 1 の間）を用意しておき、その軟判定値 $b'_n(i)$ の絶対値がそのしきい値よりも大きいものに対してその硬判定値 $b'_n(i)$ を保存しておき、これを繰り返しチャンネル推定に用いる。例えばしきい値を 0.9 に設定すると軟判定値 $b'_n(i)$ のうち絶対値が 0.9 以上のもののみが選別される。しきい値が 0.9 と高いため選別された硬判定値 $b'_n(i)$ の確からしさは高いと考えられるから、これらを利用して行う繰り返しチャンネル推定の精度は上がると考えられるが、その分、選別されるシンボル数が減少するため繰り返しチャンネル推定精度は下がるとも考えられる。つまり最適なしきい値を 0 と 1 の間で選定する必要がある。補足として仮にしきい値

を 1 と設定した場合、選定される硬判定値 $b'_n(i)$ はないため繰り返しチャネル推定は行われないうことになる。そこで後で述べるが、しきい値は 0.1 ~ 0.6 程度に設定して行う。

【0027】

従って 1 回目の情報シンボル系列に対する送信シンボル推定値（硬判定値） $b_1(i), \dots, b_N(i)$ 中のしきい値により確からしいと判断されたシンボル値をインタリバー 27-1, ..., 27-N の出力から前回送信シンボル推定値として前回シンボル記憶部 32 に記憶しておき、受信信号 $r(k)$ の 2 回目の繰り返し等化復号処理においては（受信信号 $r(k)$ は記憶部に記憶してある）、まずユニークワードを用いてチャネル推定を行い、更に情報シンボル系列に対して、前回シンボル記憶部 32 から、推定送信シンボル硬判定推定値 $b_1(i), \dots, b_N(i)$ 中の確からしいと判定されたシンボル値を読み出してチャネル推定器 28 に入力して、チャネル推定を行い、つまりフレーム内全体でのチャネル推定を行い、その $h_{mn}(q), \sigma^2$ を用いて、受信信号 $r(k)$ に対する等化、復号（送信シンボル推定）を行う。この際にその推定した送信シンボル中のしきい値により確からしいと判定されたシンボル値で前回シンボル記憶部 32 の記憶内容を更新しておく。以下同様にして、等化、復号の繰り返しの際におけるチャネル推定はユニークワードを用いる推定と、前回の推定送信シンボル中の確からしいと判定されたものを用いる推定とによりフレーム内全体でチャネル推定を行う。その推定チャネルを用いて等化、復号（送信シンボル推定）を行い、また前回シンボル記憶部 32 の更新を行う。なおこの前回シンボル記憶部 32 には復号器からの送信シンボル硬判定値 $b_1(i), \dots, b_N(i)$ 中のしきい値により確からしいと判定されたシンボル値を前回シンボル記憶部 32 に直接格納更新し、この前回シンボル記憶部 32 の記憶シンボル値を利用する場合にインタリバー 27-1, ..., 27-N を通してチャネル推定器 28 へ入力するようにしてもよい。

【0028】

このようにすることによって繰り返しにより、チャネル推定の誤差が減少し、シンボル推定の精度が向上し、ターボ等化におけるチャネル推定誤差による特性

劣化の問題を改善することができる。

所で式 (3 2) の解は

$$\mathbf{w}_n(k) = (\mathbf{H} \mathbf{G}(k) \mathbf{H}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{h} \quad (34)$$

\mathbf{I} は単位行列、 σ^2 は雑音電力であり、チャネル推定 2 乗誤差に対応する。

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(k) &\equiv E[(\mathbf{B}(k) - \mathbf{B}'(k)) \cdot (\mathbf{B}(k) - \mathbf{B}'(k))^H] \\ &= \text{diag}[\mathbf{D}(k+Q-1), \dots, \mathbf{D}(k), \dots, \mathbf{D}(k-Q+1)] \end{aligned} \quad (35)$$

diagは対角行列(対角線の要素以外の要素はゼロ)を表わす。

【0 0 2 9】

また

$$\mathbf{D}(k+q) = \text{diag}[1 - b_1'^2(k+q), \dots, 1 - b_n'^2(k+q), \dots, 1 - b_N'^2(k+q)] \quad (36)$$

$$q = Q-1, Q-2, \dots, -Q+1, q \neq 0$$

$q = 0$ の時は

$$\mathbf{D}(k) = \text{diag}[1 - b_1'^2(k), \dots, 1, \dots, 1 - b_N'^2(k)] \quad (37)$$

ベクトル中の 1 は n 番目のもの (n 番目のユーザを所望の信号としている) である。

【0 0 3 0】

【数 9】

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} H_{1,(Q-1) \cdot N+n} \\ H_{2,(Q-1) \cdot N+n} \\ \vdots \\ H_{M \cdot Q,(Q-1) \cdot N+n} \end{bmatrix} \quad (38)$$

【0 0 3 1】

つまり \mathbf{h} は式 (2 3) の $\mathbf{H}\mathbf{I}$ の $(Q-1) \cdot N+n$ 列目の全要素からなる。

MIMO線形等化器 3 1 ではチャネル推定器 2 8 で推定されたチャネル $\mathbf{H}\mathbf{I}$ を用いてフィルタベクトル $\mathbf{w}_n(k)$ を式 (3 4) を演算して求める。

式 (34) は逆行列演算を行うことになるが、この逆行列の補助定理 (Matrix Inversion Lemma) を用いることにより演算量を削減することができる。つまり式 (36) 及び (37) の各 b'^2 の部分を全て 1 に近似すると、

$$\mathbf{D}(k+q) = \text{diag}[0, \dots, 0] = 0 \quad (39)$$

$$\mathbf{D}(k) = \text{diag}[0, \dots, 1, \dots, 0] \quad (40)$$

つまり、 $\mathbf{D}(k)$ の要素中の n 行 n 列の要素のみが 1 で、他の全ての要素は 0 となる。これら式 (39), (40) で決まる式 (35) の $\mathbf{G}(k)$ を式 (34) に代入すると、

$$\mathbf{w}_n(k) = (\mathbf{h}(k) \cdot \mathbf{h}(k)^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \cdot \mathbf{h}(k) \quad (41)$$

となる。 $\mathbf{h}(k)$ は式 (38) で定義されたもの。

【0032】

この式 (41) に対し、逆行列の補助定理を適用する。この逆行列の補助定理は \mathbf{A} , \mathbf{B} を (M, M) の正値行列、 \mathbf{C} を (M, N) 行列、 \mathbf{D} を (N, N) の正値行列とし、 $\mathbf{A} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H$ で表される場合、 \mathbf{A} の逆行列は

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{B} \quad (42)$$

で与えられる。式 (41) 中の逆行列演算の部分にこの定理を適用すると、

$$\mathbf{h}(k) \cdot \mathbf{h}(k)^H + \sigma^2 \mathbf{I} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H$$

$$\mathbf{h}(k) \cdot \mathbf{h}(k)^H = \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H, \quad \sigma^2 \mathbf{I} = \mathbf{B}^{-1}, \quad \mathbf{h}(k) = \mathbf{C}$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{D}^{-1}, \quad \mathbf{h}(k)^H = \mathbf{C}^H$$

となり、これを用いて式 (42) を計算すれば式 (41) 中の逆行列演算が求まる。なお式 (42) 中にも逆行列演算 $(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}$ が含まれるが、この逆行列もスカラとなるから同様の手法により計算することができる。

【0033】

チャネル推定方法

前述したように繰り返しチャネル推定にユニークワードのような既知情報のみならず、情報シンボルの硬判定値、特にその確からしいものも参照信号として用いることは、前記多入力多出力ターボ受信方法に利用する場合に限らず、一般的に、受信信号のチャネル (伝送路) を、受信信号と既知信号とから推定し、その推定したチャネルを用いて受信信号を処理して復号を行い、その復号信号を利用

して、同一受信信号を繰り返し、推定したチャネルによる処理と復号処理とを行う受信方法におけるチャネル推定方法に適用できる。

【0034】

図8に推定チャネルにより線形等化フィルタを決定し、その線形等化フィルタにより受信信号を処理し、その処理した信号を復号しその復号信号を利用して、同一受信信号を繰り返し処理するターボイコライザ41に適用した例を示す。受信信号 $r(k)$ はターボイコライザ41へ入力されると共に、チャネル推定器42へ供給され、チャネル推定器42では受信信号 $r(k)$ と記憶部29からのユニークワードとによりチャネル（伝送路特性）が推定され、その推定されたチャネルによりターボイコライザ41内で等化が行われ、受信信号 $r(k)$ が処理され、その後、復号処理が行われ、復号データ $c'(i)$ が出力されると共に、軟判定値 $b'(i)$ が出力される。軟判定値 $b'(i)$ はシンボル選定器43に入力されその軟判定値 $b'(i)$ の絶対値がしきい値 T_h 以上であれば、その硬判定値 $b^{\wedge}(i)$ は確からしい（信頼性が高い）ものとして前回シンボル記憶部32に格納され、以後における同一受信信号 $r(k)$ を繰り返し受信処理（イコライズ処理）する際のチャネル推定部42におけるチャネル推定処理においては、ユニークワードのみならず、前回シンボル記憶部32に記憶されている情報シンボルの硬判定値 $b^{\wedge}(i)$ も用いる。

【0035】

ターボイコライザ41は例えば図1に示した受信器中の繰り返しチャネル推定器28、ユニークワード記憶部29、前回シンボル記憶部32を除いた部分である。図7中の受信器であってもよい。つまり、この場合も式(19)の解は、ウィナー解により下記となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(k) &= E[\mathbf{y}'(k) \mathbf{y}^H(k)] \cdot E[b(k) \cdot \mathbf{y}'(k)] \\ &= [\mathbf{H} \Lambda(k) \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}] \cdot \mathbf{h} \end{aligned} \quad (43)$$

ここで \mathbf{H} は式(8)で定義されたものであり、

$$\mathbf{h} \equiv [\mathbf{H}(Q-1), \dots, \mathbf{H}(0)]^T$$

$\mathbf{H}(\)$ は式(5)で定義されたもの、 $\sigma^2 = E[\|\mathbf{v}\|^2]$ （雑音の分散）

$$\Lambda(k) = \text{diag}[1 - b'^2(k+Q-1), \dots, 1, \dots, 1 - b'^2(k)]$$

$k - Q + 1)$]

このように図 7 中の受信器においても、チャネル $H(k)$ を推定し、このチャネル $H(k)$ を用いて等化フィルタ $W(k)$ を求め、受信信号をフィルタ $W(k)$ で処理し、その処理した出力に対し復号処理を行う。従ってこの繰り返し受信処理において、前記信頼性のある硬判定情報シンボルもチャネル推定に用いることにより、正しいチャネル推定を得ることができる。

【 0 0 3 6 】

図 9 はレーク (RAKE) 受信器を用いた繰り返し受信に前記繰り返しチャネル推定方法を適用した例を示す。受信信号 $r(k)$ は RAKE 合成処理部 4 5 とチャネル推定器 4 2 に供給される。1 回目はチャネル推定器 4 2 で受信信号 $r(k)$ とユニークワードとよりチャネルが推定され、RAKE 合成処理部 4 5 内において、各シンボルが伝送路で受けた位相回転に対する補償と RAKE 合成処理が推定されたチャネルにより行われ、つまり時間ダイバーシチ処理が行われてターボデコーダ 4 6 へ出力される。ターボデコーダ 4 6 より復号データ $c'(i)$ と、軟判定値 $b'(i)$ が出力され、軟判定値 $b'(i)$ はシンボル選定器 4 3 に入力され、前記例同様に、その確率の高いものの情報シンボルの硬判定値 $\hat{b}(i)$ が前回シンボル記憶部 3 2 に格納される。2 回目以後の RAKE 受信ターボデコーディングの繰り返し受信処理においては、チャネル推定器 4 2 でユニークワードのみならず、前回の情報シンボルの硬判定値もチャネル推定に利用される。これにより、チャネルの推定がより正確に行えるため、品質の向上が図れる。

【 0 0 3 7 】

図 1 0 はアダプティブ (適応) アレーアンテナを用いた繰り返し受信に、前記繰り返しチャネル推定方法を適用した例を示す。受信信号 $r(k)$ はアダプティブアレーアンテナ受信器 4 7 に受信され、その受信信号はチャネル推定器 4 2 に分岐入力され、ユニークワードとによりチャネル推定が行われ、その推定したチャネル推定を用いて、アダプティブアレーアンテナ受信器 4 7 のアンテナ指向特性が、目的波の到来方向に主ビームが向き、干渉波の到来方向にヌルが向くように、アレー重み決定部 4 8 で各アンテナ素子、又は対応する受信経路に対する重

みが決定され、その重みが該当箇所に設定される。アダプティブアレーアンテナ受信器 4 1 の受信出力はターボデコーダ 4 6 へ供給されて復号され、その復号データ $c' (i)$ と軟判定値 $b' (i)$ が出力され、軟判定値 $b' (i)$ はシンボル選定器 4 3 に入力され、確からしい硬判定値が前回シンボル記憶部 3 2 に記憶される。2 回目以後のアダプティブアレーアンテナ受信器-ターボデコーダ 4 6 の繰り返し受信処理においてはチャンネル推定器 4 2 でユニークワードのみならず、前回の情報シンボルの硬判定値もチャンネル推定に利用される。これによりチャンネル推定がより正しく行われ、その結果、アンテナ指向特性の制御がより正確に行われ、品質の向上が図れる。

【 0 0 3 8 】

なお図 8 におけるターボイコライザ 4 1 は簡略に示すと、図 1 1 A に示すように軟入力軟出力 (S I S O) イコライザ (等化器) 4 1 a と S I S O デコーダ (復号器) 4 1 b の直列接続の形式であり、これら等化器 4 1 a と復号器 4 1 b 間で繰り返し動作が行われる。図 9、図 1 0 中のターボデコーダ 4 6 は簡略に示すと、図 1 1 B に示すように、S I S O デコーダ 4 6 a と S I S O デコーダ 4 6 b の直列接続の形式であり、デコーダ 4 6 a と 4 6 b 間で繰り返し復号が行われる。図 9、図 1 0 はターボデコーダでなく、S I S O デコーダ一つでもよい。

以上の図 8 乃至図 1 0 に示した例をまとめて図 1 2 に示す。つまり受信信号を繰り返し受信器 4 9 でまず、チャンネル推定器 4 2 で推定したチャンネルにより処理し、その処理した信号を復号処理し、その復号処理結果として復号データ $c' (i)$ とその軟判定値 $b' (i)$ を出力し、その軟判定値 $b' (i)$ をシンボル選定器 4 3 において、しきい値により硬判定した場合に、確からしいか否かを判定し、確からしいと判定されたものはその硬判定値を前回シンボル記憶部 3 2 に格納して、2 回目以後の推定チャンネルを用いた処理-復号処理の繰り返しにおけるチャンネル推定部 4 2 におけるチャンネル推定に、ユニークワードのような既知情報の他に前回の硬判定シンボル情報をも用いて、チャンネル推定をより正確に行うようにするものである。

【 0 0 3 9 】

図 1 0 に示した例においてアダプティブアレーアンテナ受信器 4 7 とターボデ

コーダ 4 6 との間を破線で示すように R A K E 受信器 4 5 を挿入してもよい。この場合、R A K E 受信器 4 5 における各シンボル位相回転補正、R A K E 合成のためのチャネル推定は、チャネル推定器 4 2 で兼用してもよく、個別に設けてもよい。

白色性ガウス雑音以外の雑音

前述した多入力多出力ターボ受信方法の実施例、またチャネル推定方法の実施例では雑音が白色性ガウス雑音であると仮定して処理した。即ち各アンテナの受信信号 $r_m(k)$ を示す式 (20) の右辺中の $v_m(k)$ を白色性ガウス雑音であると仮定をしている。ここで白色性ガウス雑音とは、ガウス分布に従い、

$$E[v_m(k) \cdot v_m(k-q)] = \sigma^2 : q=0 \text{ の場合}, 0 : q \neq 0 \text{ の場合}$$

$E[\cdot]$ は期待値、 σ^2 は分散値である。

なる統計的性質を有する信号である。白色性ガウス雑音はアンテナ素子内で発生する熱雑音などが例に挙げられる。この白色性ガウス雑音の仮定が反映されるのは、フィルタ $w_n(k)$ を求める式 (34) 又はフィルタ $w(k)$ を求める式 (43) 中の $\sigma^2 I$ の部分である。例えば式 (34) の $w_n(k)$ は、

$$w_n(k) = (H G(k) H^H + E[n(k) \cdot n^H(k)])^{-1} h$$

$$= (H G(k) H^H + \sigma^2 I)^{-1} h$$

の過程を経て算出される。ここで、 $v_m(k)$ が分散 σ^2 を有する白色性ガウス雑音という仮定により、 $E[n(k) \cdot n^H(k)] = \sigma^2 I$ と計算される。繰り返しチャネル推定器 2 8 (図 1) 又は 4 2 (図 1 2) により推定される、チャネル行列 H と、 σ^2 と、事前対数尤度値から計算される行列 $G(k)$ とともに、式 (34) に代入し、フィルタ $w_n(k)$ が算出される。

【0040】

次に、雑音 $v_m(k)$ が白色性ガウス雑音でない場合を考える。この際、 $E[n(k) \cdot n^H(k)] = \sigma^2 I$ とすることができないため、 $w_n(k)$ を算出するために、期待値 (共分散) 行列 $E[n(k) \cdot n^H(k)]$ を別の方法で推定する必要がある。以下にこの方法を説明する。ここで $U \equiv E[n(k) \cdot n^H(k)]$ と略記する。式 (22) の $y(k) = H \cdot B$

$(k) + n(k)$ を $n(k) = y(k) - H \cdot B(k)$ と変形して、共分散行列 U に代入すると次式となる。

$$\begin{aligned} U &= E [n(k) \cdot n^H(k)] \\ &= E [(y(k) - H \cdot B(k)) \cdot (y(k) - H \cdot B(k))^H] \end{aligned}$$

今、受信信号によりベクトル $y(k)$ 、チャネル推定値により行列 H の推定値 \hat{H} 、参照信号により $B(k)$ が利用可能であれば、行列 U は時間平均法により、

$$\hat{U} = \sum_{k=0}^{Tr} (y(k) - \hat{H} \cdot B(k)) \cdot (y(k) - \hat{H} \cdot B(k))^H \quad (44)$$

と推定することができる。ここで、 Tr は参照信号シンボル数である。

【0041】

繰り返しチャネル推定器 28 又は 42 における繰り返しチャネル推定中にチャネル値 H とともに、式 (44) を利用して共分散行列 U を推定する。その手順を図 13 に示す。図 13 A に受信信号中の 1 フレームにおけるユニークワードと情報シンボル系列とを示し、図 13 B に 1 回目以後の処理を示す。1 回目の処理はユニークワードのみを参照信号とし、まずチャネル行列 H を推定する。次にユニークワードと、そのチャネル行列推定値 \hat{H} を用いて式 (44) により、 U を推定する。これら推定値 U と \hat{H} を用いてフィルタ $w_n(k)$

$$w_n(k) = (\hat{H}^H G(k) \hat{H} + \hat{U})^{-1} h \quad (45)$$

を用いて算出し、1 回目の等化を行い送信シンボルを推定する。

【0042】

2 回目の処理はユニークワードと、1 回目の等化で推定された情報シンボルのうちしきい値によって確からしいと判定されたもの*との両方を参照信号として、1 回目と同じ手順で H を再推定した後、 U を再推定する。この操作を繰り返すことによって、繰り返し毎に、チャネル行列推定値 \hat{H} がより正確になり、また U の推定値がより正確になり、フィルタ $w_n(k)$ の精度が上がり、等化器の特性が向上する。

以上の処理により白色性ガウス雑音でない雑音を受信信号に含まれる場合のタ

一ボ受信を行うことができる。

【0043】

この白色性ガウス雑音でない雑音が含まれた受信信号中のその雑音の共分散行列 \mathbf{U} を推定できることは以下に述べるように各種有益な応用に適用することができる。

(1) 受信機が未知の干渉信号が含まれる多入力多出力チャネルでの受信法が挙げられる。図6に示すように、MIMO受信機が受信しようとする N 人のユーザの送信機からの信号に加え、破線で示すようにMIMO受信機で未知の干渉信号 $i(k)$ (例えば移動通信で他のセルやゾーンからの信号) が受信されるとする。このとき式(20)は、

$$\mathbf{r}_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{mn}(q) \cdot \mathbf{b}_n(k-q+1) + i(k) + \mathbf{v}_m(k) \quad (20)'$$

となる。このモデルにおいて、 $i(k) + \mathbf{v}_m(k) \equiv \mathbf{v}'_m(k)$ とすると、

$$\mathbf{r}_m(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_{mn}(q) \cdot \mathbf{b}_n(k-q+1) + \mathbf{v}'_m(k) \quad (20)''$$

となる。 $\mathbf{v}'_m(k)$ は白色性ガウス雑音でない雑音信号として、先に述べたように \mathbf{H} の推定、更に \mathbf{U} の推定を行い、 $\mathbf{w}_n(k)$ を推定し、受信信号の等化処理、送信シンボル推定を繰り返すことによりターボ受信を行うことができる。

【0044】

(2) 送受信フィルタを用いた通信システムにおいて、受信信号に対し、シンボル周期の2分の1よりも高速でオーバーサンプリングを行う際には、各時間でサンプルされた受信信号に含まれる雑音成分間に相関が出て、受信信号中の雑音を白色性ガウス雑音とみなすことができない。つまり、式(20)において、

$E[\mathbf{v}_m(k) \cdot \mathbf{v}_m(k-q)] = \sigma^2$: $q=0$ の場合, $0 : q \neq 0$ の場合とはならない。よって

$$E[\mathbf{n}(k) \cdot \mathbf{n}^H(k)] = \sigma^2 \mathbf{I}$$

なる仮定ができない。そこで送受信分離フィルタにより分離された受信信号に対する処理を式(44)を利用して共分散行列 \mathbf{U} を求めて行うことにより、受信信号を正しく処理することができる。

【 0 0 4 5 】

(3) 前述したターボ受信方法では、各送信機（ユーザ）からのQパスのマルチパス成分をすべて合成するしくみになっている。しかし、チャネルに長遅延波が存在する場合（例：パスが1シンボル遅延、2シンボル遅延、3シンボル遅延、とんで、30シンボル遅延と存在する場合の30シンボル遅延のパス成分）は、長遅延波を合成せず、それを未知干渉として扱い、適応フィルタで除去する方針をとることが可能である。つまりこの長遅延波成分を前記（1）の例における干渉信号 $i(k)$ として扱うことで長遅延波を除去することができる。

上述した白色性ガウス雑音でない雑音が含まれた受信信号に対する処理において、共分散行列 U の推定は式（43）における $\sigma^2 I$ の代りに推定して、シングルユーザターボ受信方法にも適用でき、同様にシングルユーザ、マルチユーザに拘らず、図9に示したRAKE受信や図10に示したアダプティブアレーアンテナ受信、更に一般に図12に示した繰り返し復号におけるチャネル推定器42でのチャネル推定と共分散行列 U との推定に適用できる。なおRAKE受信の場合はチャネル推定のみを利用してよい。

【 0 0 4 6 】

更に図13ではチャネル行列 H と共分散行列 U の、2回目以後の推定に確からしいと判断されたシンボルも参照信号として利用したが、2回目以後もユニークワードのみを参照信号とする場合にも式（44）を利用して共分散行列 U の推定を行ってもよい。また線形等化フィルタの決定は H と U 、又は H と $\sigma^2 I$

H を用いる場合に限らず U 及び $\sigma^2 I$ を用いることなく H を用いて行ってもよい。

【 0 0 4 7 】

【発明の効果】

以上述べたようにこの第1発明によれば、多入力多出力（MIMO）受信方法を実現できる。定量的な効果として誤り率特性を図3、図4に示す。各図において横軸の E_b/N_0 はビットエネルギー対ノイズ比である。シミュレーション条件として以下を想定した。

ユーザ（送信機）数 N

2

各ユーザのマルチパス数 Q	5
受信アンテナ数	2本
1フレーム内の情報シンボル数	450ビット
1フレーム内のユニークワード数	25ビット
チャネル推定法	RLS (忘却係数0.99)
誤り訂正符号	レート1/2, 拘束長3畳み込み符号
ドップラ周波数	1000Hz (レイリーフェージング)
変調方式	BPSK
伝送速度	20Mbps
復号器24	Max-Log-MAPデコーダ
繰り返し数	4回

なおフィルタ \mathbf{W} の計算には前記逆行列の補助定理による近似は用いなかった。

【0048】

図3はチャネル推定は完全に行われた(推定誤差はなし)と、つまりチャネルは既知であると仮定した時の誤り率特性であり、ユーザ(送信機)数 $N=2$ 、受信アンテナ数 $M=2$ 、Rayleighパス数 $Q=5$ の場合である。繰り返し1回目は繰り返ししていない状態であり、繰り返し2回目で1回繰り返しを行った結果である。繰り返しにより誤り率特性が大幅に改善されていることが分かる。これによりこの発明のMIMO用ターボ受信方法は適切に動作することが分かる。

図4は繰り返しチャネル推定の効果を示す。横軸はしきい値 T_h である。 $E_b/N_0=4$ dBに固定し(E_b は1ユーザ分である)、 $T_h=1.0$ は1つもシンボル硬判定値が選ばれない、つまり繰り返し推定が行われないうる従来法と考えられる。この場合は図から明らかなようにチャネル推定が不正確なためBER特性の繰り返し効果は少ない。しきい値 $T_h=0$ は、硬判定値をそのまま全部用いる場合であり、このように情報シンボルの硬判定値も利用すると図から明らかなように平均ビット誤り率が改善され、それだけチャネル推定がかつ正確に行うことができることが理解される。更にしきい値 $T_h=0.2\sim0.6$ 程度では $T_h=0$ の場合より平均ビット誤り率が小となっており、つまり確からしい硬判定値の

みを利用した方が良いことがわかる。特に $T_h = 0.25$ 付近が好ましいことも理解される。

【 0 0 4 9 】

図 5 に、しきい値により確からしい送信シンボル硬判定値をチャネル推定に用いる。つまり繰り返しチャネル推定を用いた MIMO 受信方法の誤り率特性を曲線 4 1 に示す、この場合のしきい値は 0.25 に設定し、結果は繰り返し 4 回後の特性であり、 $N = 2$ 、 $M = 2$ 、 $Q = 5$ Rayleigh、 $f_d T_s = 1/20000$ 、 900 シンボル/フレームである。比較のためチャネル推定が完全な場合の誤り率特性を曲線 4 2 に、従来の情報シンボルの硬判定値はチャネル推定に利用しない、つまり繰り返しなしのチャネル推定を用いたときの誤り率特性を曲線 4 3 に示す。このグラフより繰り返し推定を用いた場合、誤り率特性はチャネル推定完全の場合のそれに近づいていることが分かる。

【 0 0 5 0 】

また上述したチャネル推定方法によれば、復号された軟判定値から、その硬判定値の確からしいか否かを判定し、確からしい硬判定値のシンボル情報をも、次の繰り返し受信処理の際のチャネル推定に利用することにより、チャネル推定をより正しく行うことができ、復号品質を向上することができる。

次に共分散行列 U を推定するようにした実施例の効果を測定するため以下の条件でシミュレーションを行った。

全ユーザ（送信機）数 N	3（うち 1 ユーザを未知干渉： $i(k)$ とする）
各ユーザのマルチパス数 Q	5
受信アンテナ数	3 本
1 フレーム内の情報シンボル数	900 ビット
誤り訂正符号	レート $1/2$ ，拘束長 3 畳み込み符号
ドップラー周波数	1000 Hz
変調方式	BPSK
伝送速度	20 Mbps
復号器 2 4	Log-MAP デコーダ
繰り返し数	4 回

3 ユーザ（送信機）は等電力とした。図 1 4 に図 1 3 に示した H 、 U を推定するターボ受信機の BER （ビット誤り率）特性のシミュレーション結果を、図 1 5 に図 1 に示したターボ受信機をそのまま用いた BER 特性を示す。図 1 5 では、雑音は白色性ガウス雑音のみとしており、チャネル推定、復号処理を繰り返してもその効果がほとんど得られていないが、図 1 4 では繰り返しにより BER 特性の向上が達成され、しかも、同一 E_b/N_0 に対し、 BER が図 1 5 よりも可成り小さい値を示すことが理解される。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

この発明が適用される MIMO ターボ送受信システムの機能構成を示す図。

【図 2】

この発明における繰り返しチャネル推定法を説明するためのフレーム構成図。

【図 3】

この発明を適用した MIMO 受信器の誤り率特性図（チャネルは完全に推定されたと仮定し、 E_b （ビットエネルギー）：2 ユーザ分 N_0 は雑音エネルギー）

【図 4】

しきい値（ T_h ）を変化させて繰り返しチャネル推定を行った場合の誤り率特性を示す。

【図 5】

この発明において、特に繰り返しチャネル推定を用いた MIMO 受信器の誤り率特性図。

【図 6】

MIMO システムの概念を示す図。

【図 7】

従来型シングルユーザ用ターボ送受信器の機能構成を示す図。

【図 8】

ターボイコライザを繰り返し行う受信器の例を示す図。

【図 9】

RAKE 受信ターボ復号の繰り返しを行う受信器の例を示す図。

【図 1 0】

アダプティブアレーアンテナ受信ターボ後の繰り返しを行う受信器の例を示す図。

【図 1 1】

ターボイコライザ及びターボデコーダの概略を示す図。

【図 1 2】

受信信号に対し、推定チャネルを用いる処理と、その処理された信号の復号処理とを繰り返す受信器の概略を示す図。

【図 1 3】

受信信号に白色性ガウス雑音以外の雑音を含む場合の、チャネル \mathbf{H} と雑音共分散行列 \mathbf{U} の推定の繰り返し処理手順を示す図。

【図 1 4】

雑音共分散行列 \mathbf{U} の推定を用いるターボ受信機の誤り率特性を示す図。

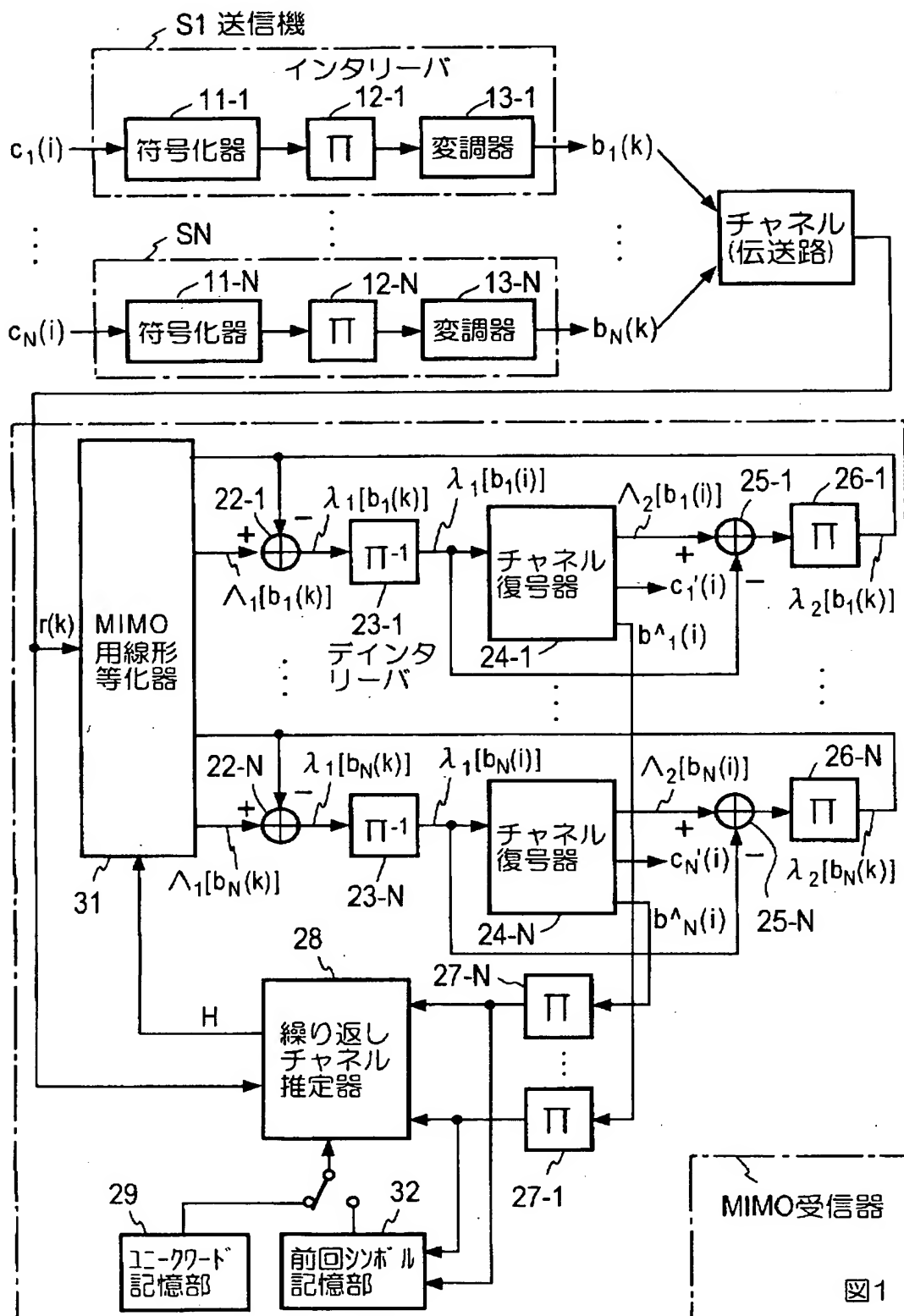
【図 1 5】

図 1 に示したターボ受信機の誤り率特性を示す図。

【書類名】

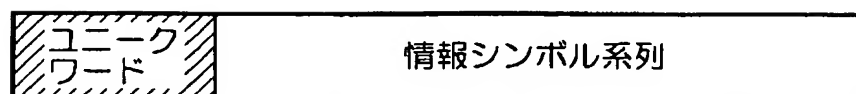
図面

【図 1】



【図 2】

A



B

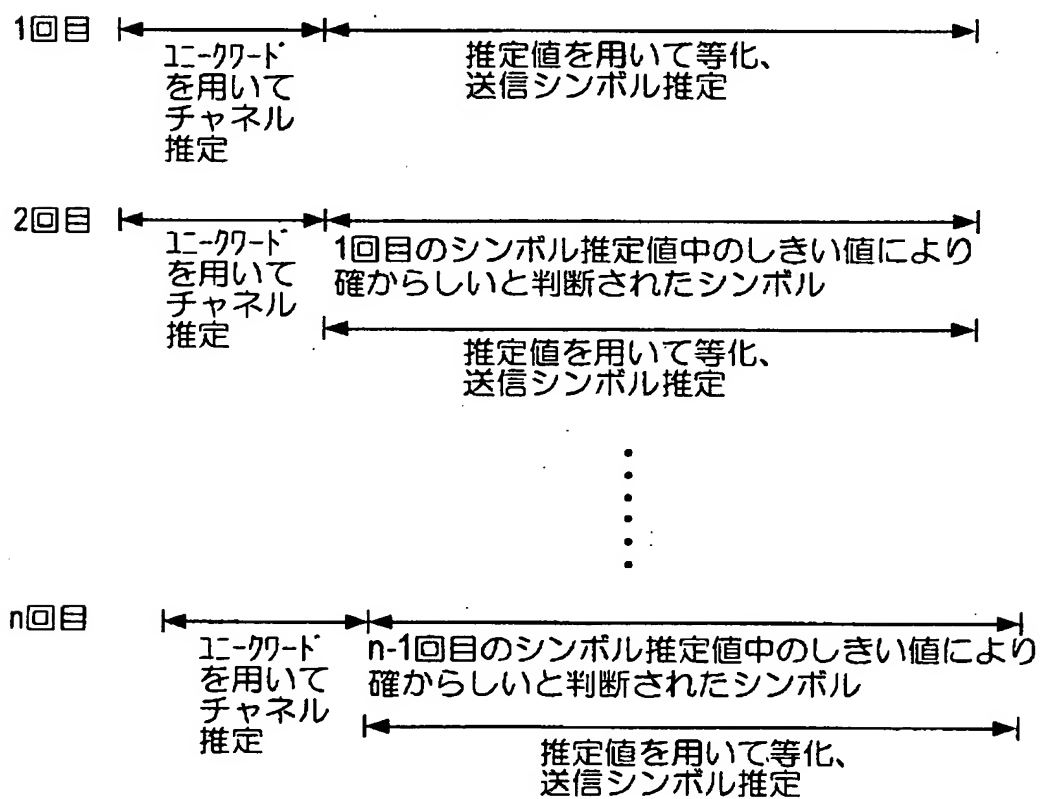


図2

【図 3】

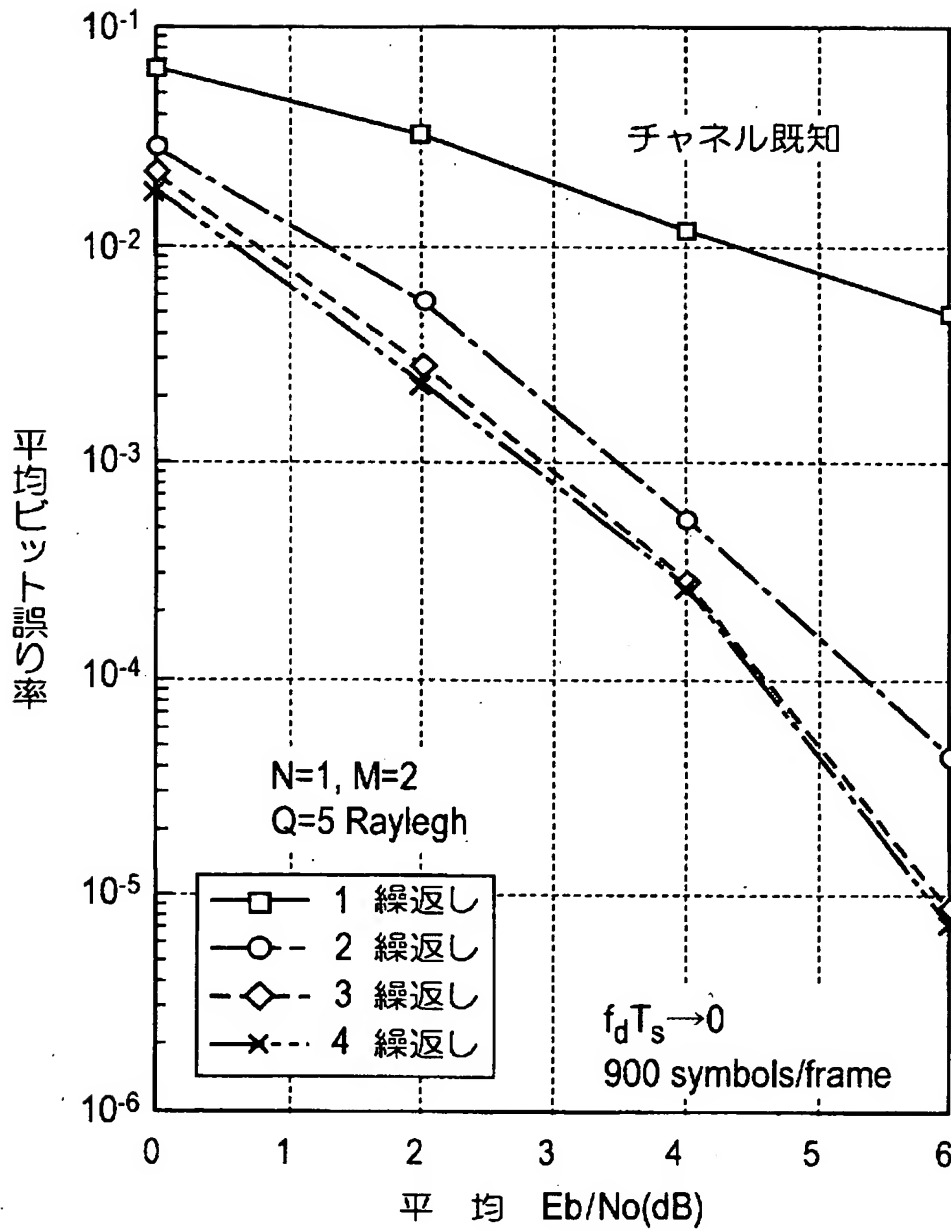


図3

【図 4】

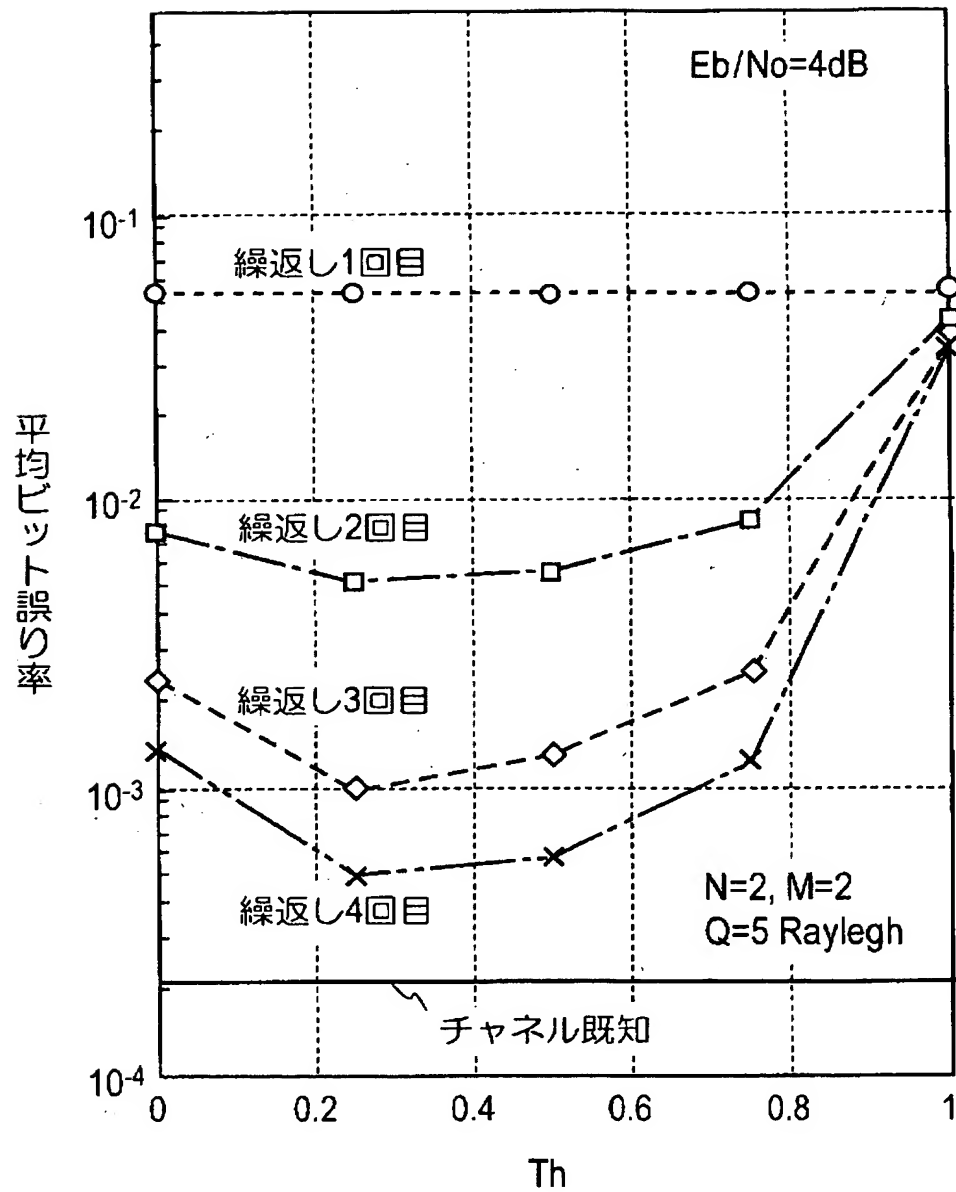


図4

【図 5】

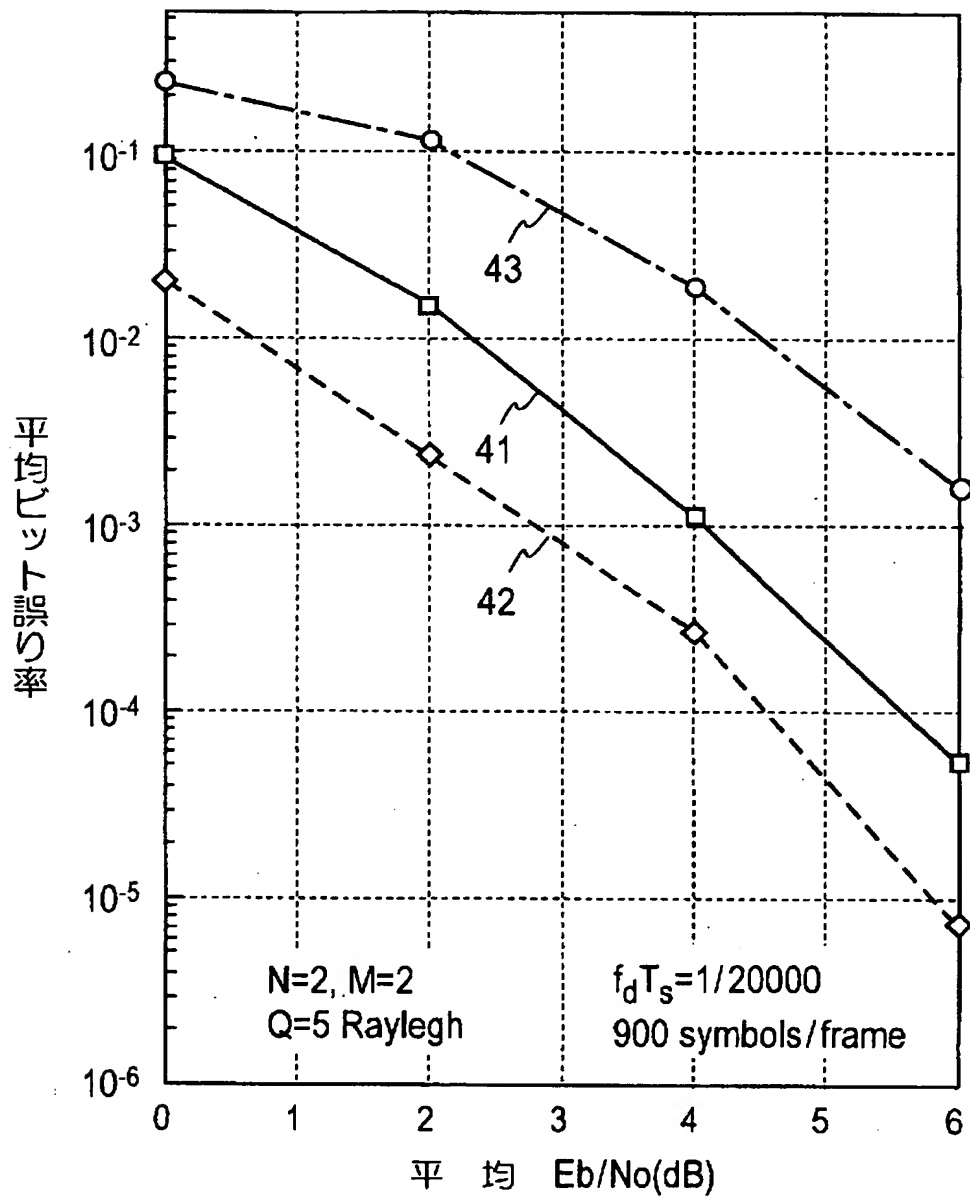


図5

【図 6】

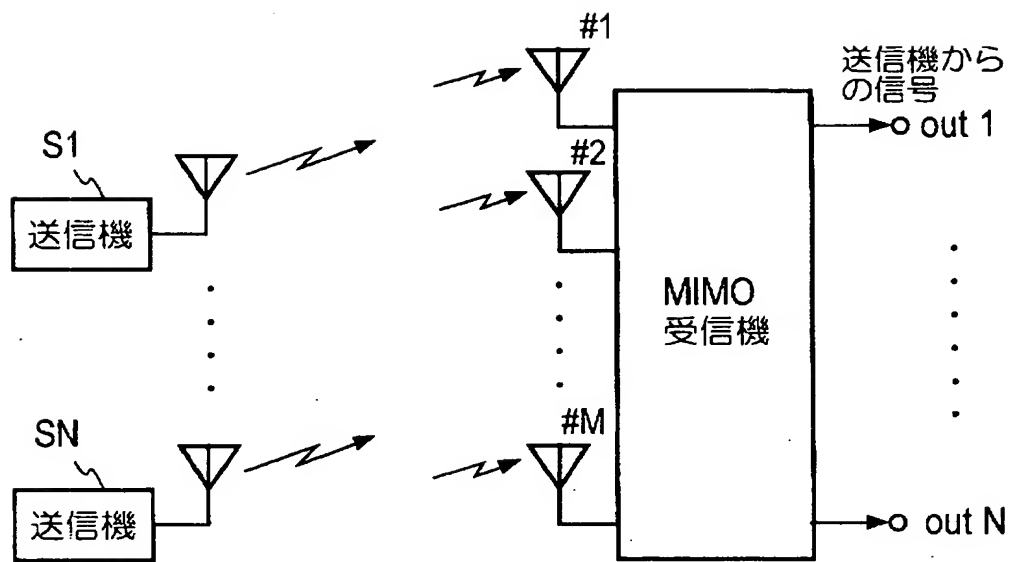


図6

【図 7】

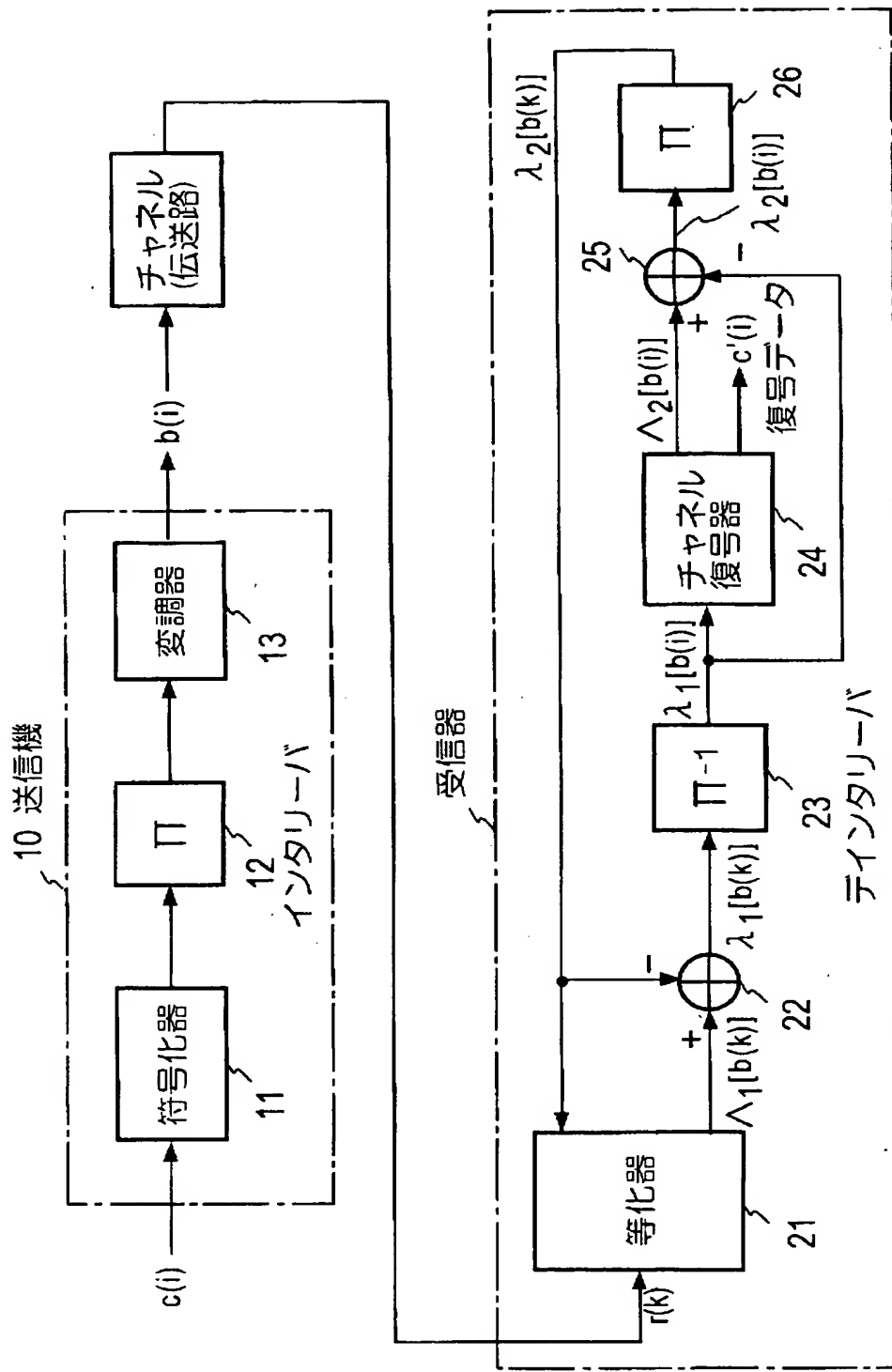


図 7

【図 8】

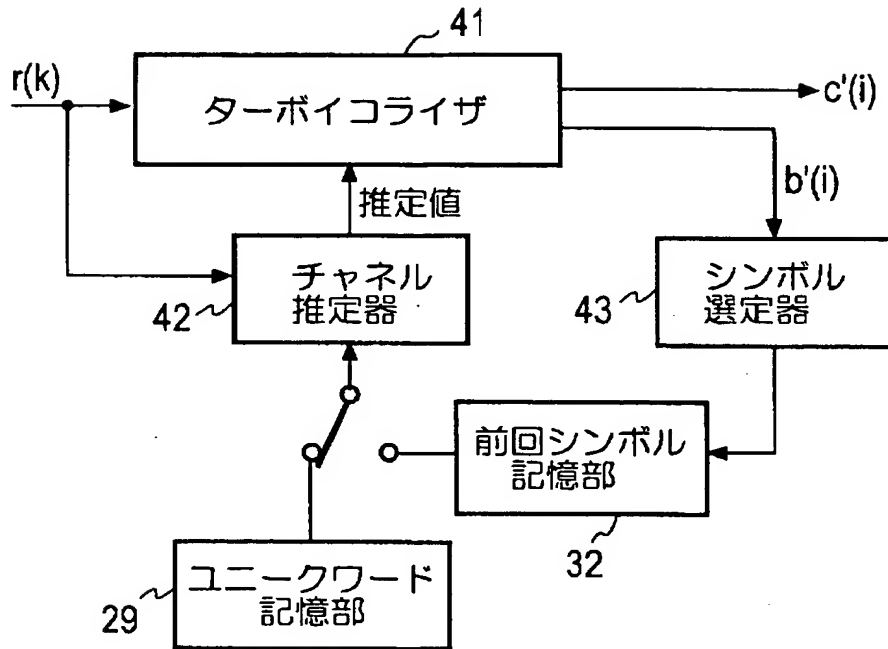


図8

【図 9】

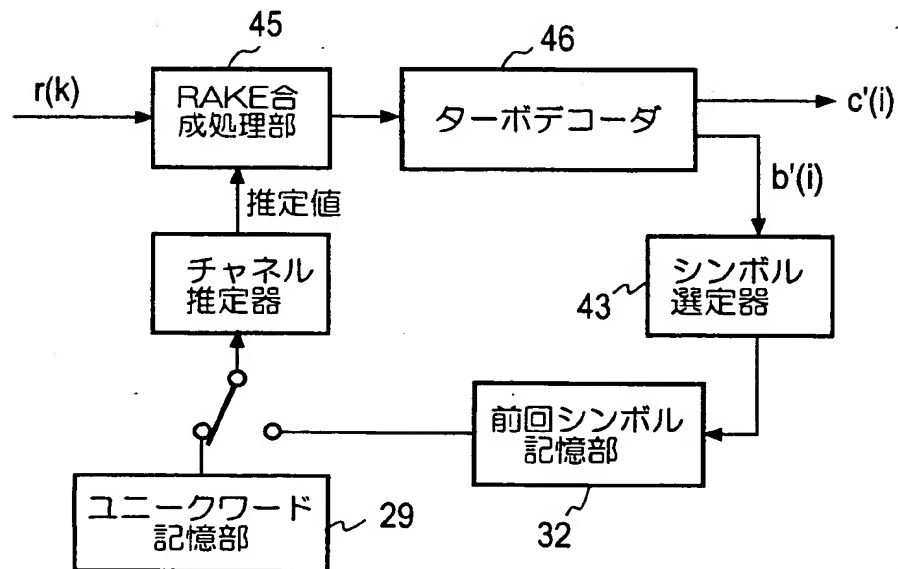


図9

【図 1 0】

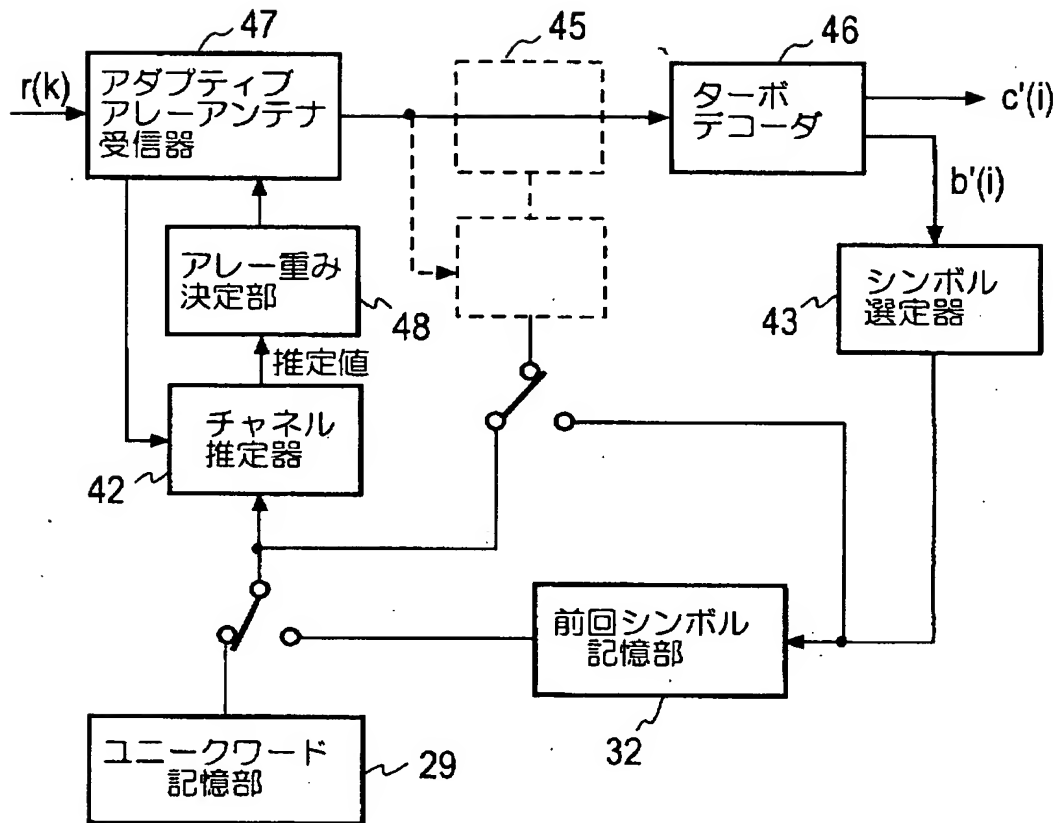


図10

【図 1 1】

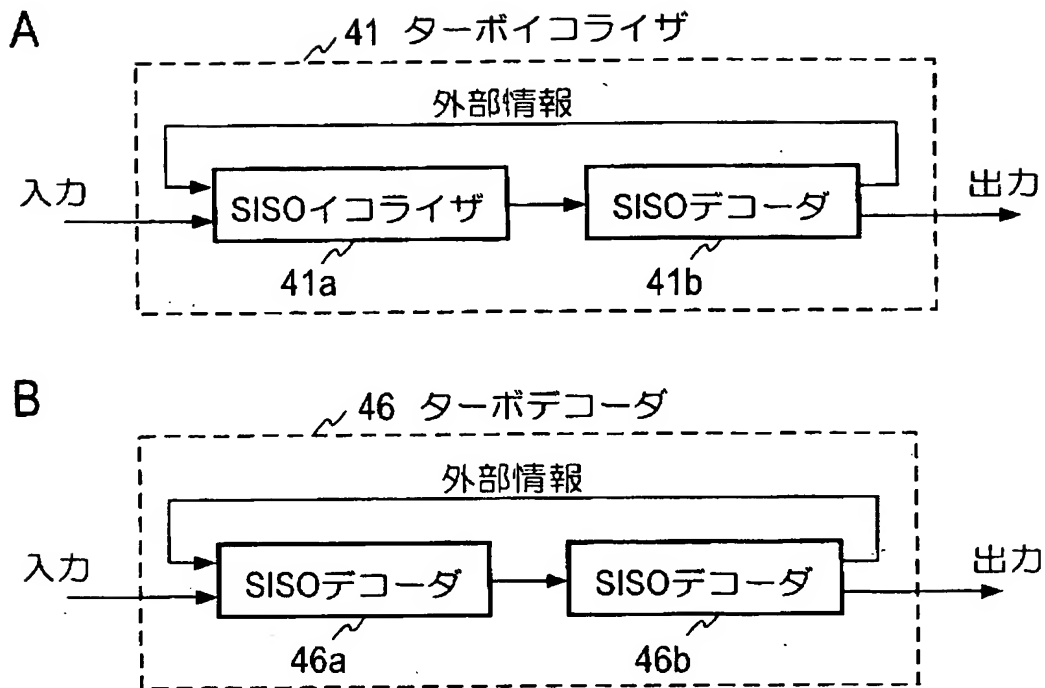


図11

【図 1 2】

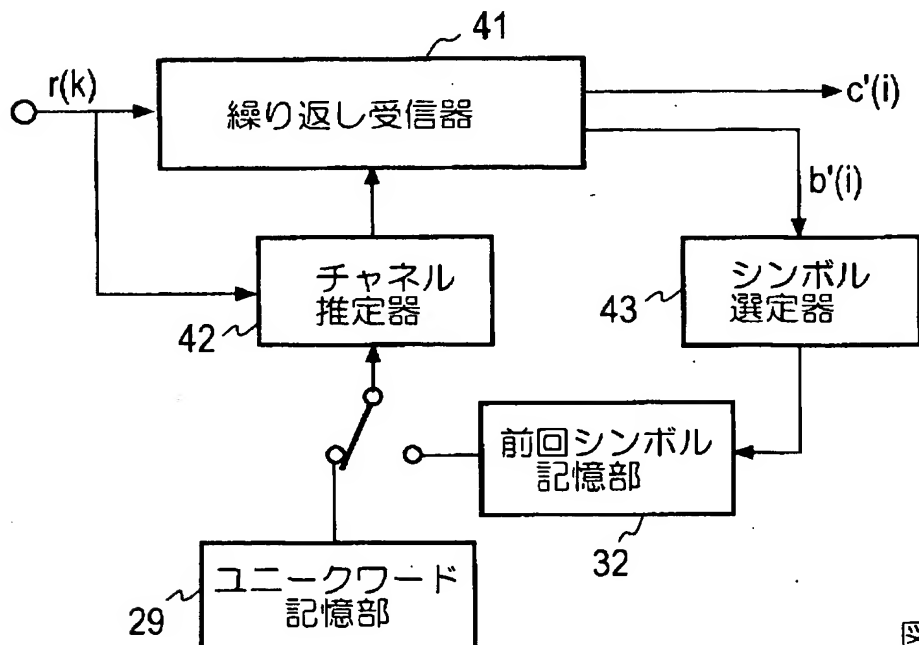


図12

【図 1 3】

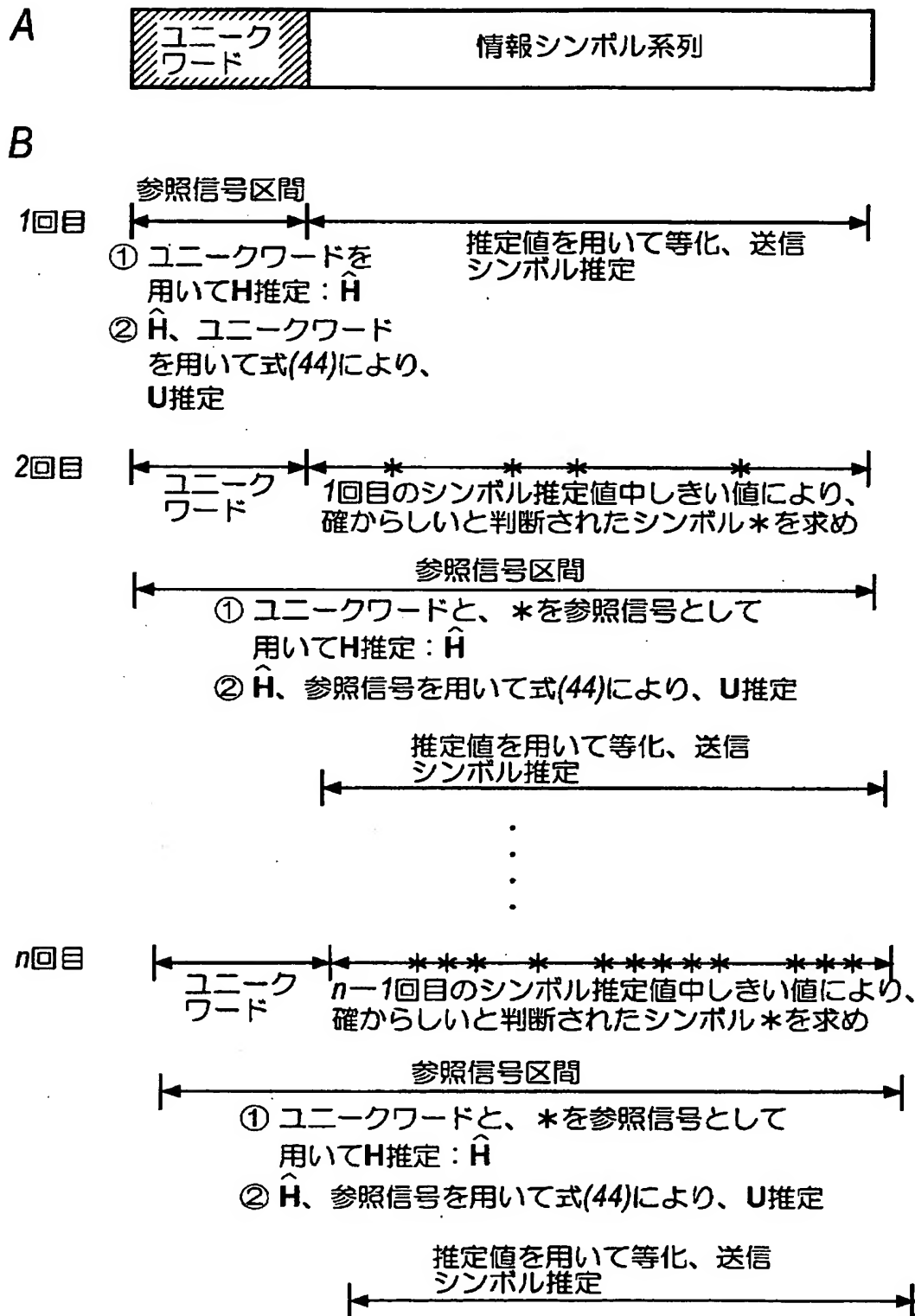


図13

【図 14】

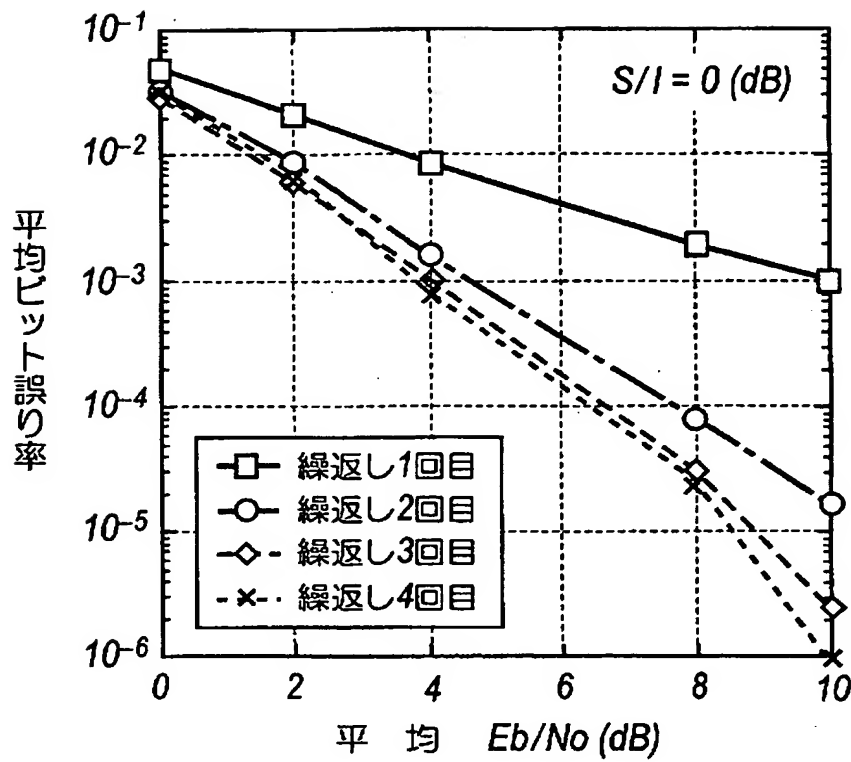


図14

【図 15】

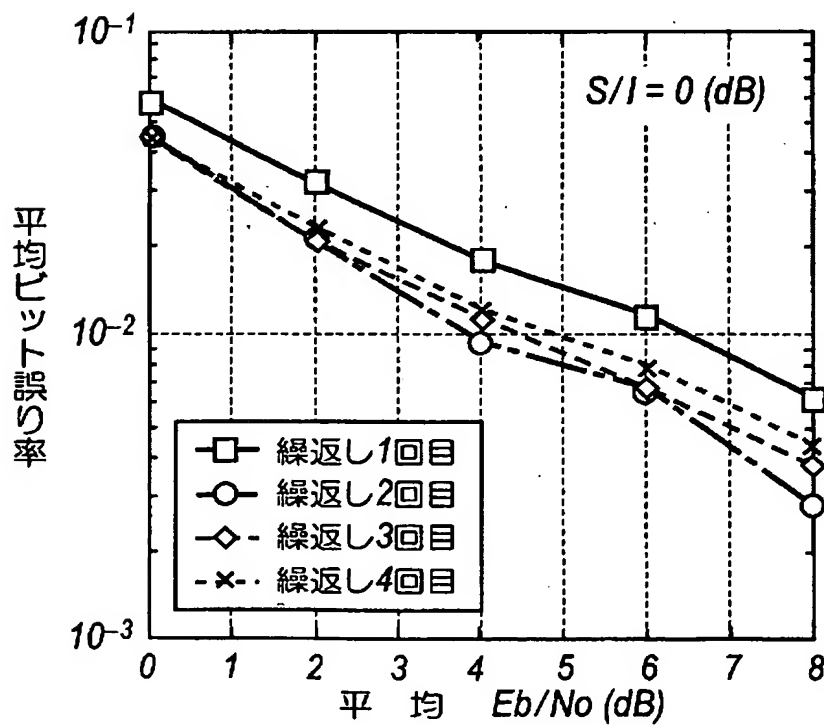


図15

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 多入力多出力（複数ユーザ）の受信を可能とする。

【解決手段】 M 個の受信信号 r_m ($m=1, \dots, M$) と、既知信号により、各伝送路インパルス応答 $h_{mn}(q)$ を推定し（ユーザ数 N , $n=1, \dots, N$ ）、 $h_{mn}(q)$ を要素とする $M \times N$ 行列 $\mathbf{H}\mathbf{I}(q)$ 、その $\mathbf{H}\mathbf{I}(q)$ を要素とする $Q \times Q$ 行列 $\mathbf{H}\mathbf{I}$ を求め（ Q は各送信波のマルチパスの数、 $q=1, \dots, Q$ ）、復号 $\lambda_2 [b_n(k)]$ により軟判定値 $b'_n(k)$ を求め、 $\mathbf{B}'(k) = [b'_1(k) \dots b'_N(k)]^T$ 、 $q=Q-1 \dots -Q+1$ 、 $q \neq 0$ で、 $\mathbf{b}'(k+q) = [b'_1(k+q) \dots b'_N(k+q)]^T$ 、 $q=0$ で、 $\mathbf{b}'(k) = [b'_1(k) \dots 0 \dots b'_N(k)]^T$ 符号間干渉 $\mathbf{H}\mathbf{I} \cdot \mathbf{B}'(k)$ を求め、これを受信ベクトル $\mathbf{y}(k)$ から引き、 $\mathbf{y}'(k)$ を求め、 $\mathbf{y}(k)$ と $\mathbf{H}\mathbf{I}$ を用いて最小平均 2 乗誤差規範で $\mathbf{y}'(k)$ 中の残余干渉成分を除する、 n 番目のユーザに対する適応フィルタ $\mathbf{w}_n(k)$ を求め、 $\mathbf{y}'(k)$ を $\mathbf{w}_n(k)$ に通して干渉除去されたユーザ n からの受信信号として対数尤度比を得る。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 1 - 2 5 8 1 6 1
受付番号	5 0 1 0 1 2 5 8 3 8 8
書類名	特許願
担当官	第八担当上席 0 0 9 7
作成日	平成 1 3 年 8 月 3 1 日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目 1 1 番 1 号

【氏名又は名称】 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】 申請人

【識別番号】 100066153

【住所又は居所】 東京都新宿区新宿四丁目 2 番 2 1 号 相模ビル

【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【住所又は居所】 東京都新宿区新宿 4 丁目 2 番 2 1 号 相模ビル

草野特許事務所

【氏名又は名称】 稲垣 稔

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日 2000年 5月19日
[変更理由] 名称変更
住 所 東京都千代田区永田町二丁目11番1号
氏 名 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ